



Universidad  
Carlos III de Madrid

Departamento de Tecnología Electrónica

PROYECTO FIN DE CARRERA

# DESARROLLO DE UN SISTEMA PARA LA MEDIDA DE TEMPERATURA BASADO EN FIBRA ÓPTICA

Autor: Luis Manuel Alonso Bogas

Tutor: Pedro Contreras Lallana

Directora: Carmen Vázquez

Leganés, Octubre de 2012

Título: DESARROLLO DE UN SISTEMA PARA LA MEDIDA DE  
TEMPERATURA BASADO EN FIBRA ÓPTICA

Autor: LUIS MANUEL ALONSO BOGAS

Directora: CARMEN VÁZQUEZ

Tutor: Pedro Contreras Lallana

## EL TRIBUNAL

Presidente: Ricardo Vergaz Benito

Vocal: Joaquín Eloy-García Carrasco

Secretario: Carlos Marcos Lucas

Realizado el acto de defensa y lectura del Proyecto Fin de Carrera el día 26 de Octubre de 2012 en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid, acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de

VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE

# Agradecimientos

No hay nada mejor en esta vida, que tener mucha gente a la que agradecer cosas. Por ello me siento feliz de poder hacerlo, ya que el número de personas a las que tienes que agradecer es directamente proporcional al número de personas que te han apoyado.

Yo soy una de esas afortunadas personas, ya que cada día tengo a mi lado a toda esa gente que me hace sentir mejor cuando no me salen las cosas bien. Por ello me gustaría nombrarles a todos y que sepan que tienen un hueco en este trabajo, ya que todos ellos han contribuido a que éste se lleve a cabo.

Me gustaría citar a toda mi familia, entre los que se encuentran: Mi madre y mi padre, todo apoyo y comprensión en los pasos que he ido dando a lo largo de mi vida. Mi hermana mayor Jéssica, que siempre ha estado ahí para escucharme y sacarme de alguna. Mi hermana más mayor aún (que no vieja) Bárbara, que aporta experiencia y ayuda, así como las dos hijas de ésta, mis sobrinas, a las quiero mucho y hacen que siempre me ría con ellas al sentirme niño otra vez, Aida y Aitana.

Mis amigos tienen un enorme hueco también aquí, ya que me han acompañado desde los 8 añitos, cuando aún esto de ser ingeniero no era ni proyecto. Con ellos he pasado momentos de muchas risas, también hemos pasado peores momentos, pero lo que mas orgulloso me hace estar es que siempre hemos permanecido juntos. Entre ellos se encuentran Calero, que hemos sido compañeros desde entonces hasta la Universidad, Aguado con largas clases de risas, Omar, al que le doy bastante la brasa contándole mis

cosas, Bruno con el que comparto la afición de las motos además de esta amistad, Carlos con el que siempre me estoy riendo, Arturo, con sus cabras y sus cosas, Antonio, que se encargó de que fuera un castorcillo, Tama, que siempre me lo llama y cree que hasta soy listo (pobrecillo), Borja, que creo que es el tío más generoso que conozco. Estoy seguro que me dejo alguno, pero tengo tantos y tan buenos amigos que podría escribir un libro entero de anécdotas con ellos.

También quiero agradecer a una persona que no conozco desde los 8 años, pero que se ha convertido en uno de mis mejores amigos y que siempre está ahí. Hemos pasado cinco años de aventuras universitarias y horas y horas de estudio en la biblioteca (además de alguna que otra fiestecilla). Y aunque las aventuras universitarias se acaben, seguiremos escribiendo nuevas.

A otra persona que conozco desde hace mucho menos (no llega al año) es Sandra, pero que me ha demostrado que es una de las mejores personas que conozco. Siempre se preocupa por como estoy, me apoya, me ayuda y aun teniendo que aguantarme todo lo que me aguanta, no he visto una mala cara por su parte.

Gracias a todos vosotros, espero poder seguir agradeciéndoos toda la vida, porque quiero que permanezcamos cerca todo ese tiempo.

Cabe por último agradecer a las personas y medios que han hecho posible que este trabajo se lleve a cabo. Entre ellas podemos encontrar a la directora del proyecto, Dña. Carmen Vázquez, que en todo momento se ha mostrado muy dispuesta a prestar ayuda. También a Pedro Contreras, que ha tenido que aguantar frecuentes visitas a su despacho en busca de soluciones. Y cómo no al proyecto del Plan Nacional TEC2009-14718-C03-03, que ha financiado parte del trabajo, haciendo así posible su ejecución.

# Resumen

El presente Proyecto Fin de Carrera se centra en el diseño de la electrónica de un sensor capaz de distinguir variaciones de temperatura mediante las pérdidas de potencia óptica que se producen en la fibra óptica cuando en ésta se realiza una curvatura. El objetivo es el diseño de esta electrónica para un sensor basado en tecnología óptica y una técnica de medida basada en la variación de la potencia recibida según la variación de temperatura.

En este proyecto las funciones académicas a realizar se encuentran directamente relacionadas con la Instrumentación Electrónica y el uso de diferentes sistemas electrónicos e instrumentación virtual. Se procederá pues al diseño, implementación y verificación del sistema propuesto.

El proyecto se ha desarrollado fundamentalmente en los laboratorios del grupo de Displays y Aplicaciones Fotónicas del Departamento de Tecnología Electrónica de la Universidad Carlos III de Madrid. Parte del instrumental y fungible utilizado en el mismo se ha financiado a través del proyecto del Plan Nacional TEC2009-14718-C03-03, al desarrollarse algunas actividades relacionadas con el mismo.

**Palabras clave:** temperatura, longitud de onda, frecuencia de modulación, demodulación.

# Abstract

This Final Work is focused on electronic design for a temperature sensor which must be able to take measure of that and is based on bends of POF. The aim is to design the electronic system for a sensor based on optic technology and a measurement technique based on the variation of the received power according to the temperature variation

In this work the main knowledge are related to electronic instrumentation and the use of different electronic devices. Making this way the implementation and verification of proposed system.

This work has been mainly developed at Displays and Photonics Applications Group Laboratories of Electronics Technology Department, Universidad Carlos III de Madrid. Some equipment and fungibles are supported by Sapanish National Project TEC2009-14718-C03-03.

**Keywords:** Temperature, wavelength, modulation frequency, demodulation.

# Índice general

<b>1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS .....</b>	<b>13</b>
1.1 Introducción .....	13
1.2 Objetivos .....	17
1.3 Fases del desarrollo .....	18
1.4 Medios empleados.....	19
1.5 Estructura de la memoria .....	20
<b>2. DISEÑO DE LA ELECTRÓNICA DE EMISIÓN .....</b>	<b>21</b>
2.1 Requisitos del circuito emisor.....	22
2.2 Diagrama de bloques del circuito emisor.....	23
2.2.1 Circuitos de alimentación.....	24
2.2.2 Tierra virtual.....	27
2.2.3 Selección y diseño: Láser y circuito de excitación .....	28
2.2.4 Par diferencial .....	34
2.3 Resultado final y configuración .....	37
2.3.1 Conexiones de alimentación .....	37
2.3.2 Par diferencial .....	38
2.3.3 Alimentación del láser .....	40
2.3.4 Pruebas de funcionamiento .....	40
<b>3. DISEÑO DE LA ELECTRÓNICA DE DETECCIÓN .....</b>	<b>46</b>
3.1 Requisitos del circuito receptor.....	47
3.2 Diagrama de bloques del circuito receptor.....	50
3.2.1 Circuitos de alimentación.....	51
3.2.2 Fotodiodo .....	52
3.2.3 Filtro paso alto .....	53
3.2.4 Amplificador de transimpedancia .....	54

3.2.5 Demodulador.....	55
3.2.6 Filtro paso bajo.....	58
3.3 Resultado final y configuración .....	60
3.3.1 Conexiones de alimentación .....	61
3.3.2 Amplificador de transimpedancia .....	61
3.3.3 Demodulador.....	63
3.3.4 Filtro Paso Bajo.....	64
3.3.5 Circuito completo.....	65
<b>4. PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA COMPLETO.....</b>	<b>67</b>
<b>5. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS.....</b>	<b>71</b>
5.1 Conclusiones .....	72
5.2 Líneas futuras .....	73
<b>6. PRESUPUESTO .....</b>	<b>74</b>
<b>7. PLIEGO DE CONDICIONES.....</b>	<b>77</b>
<b>8. REFERENCIAS.....</b>	<b>80</b>
<b>9. ANEXOS .....</b>	<b>82</b>



# Índice de figuras

<i>Figura 1. Detalle de la curvatura de la fibra óptica.....</i>	<i>16</i>
<i>Figura 2. Diagrama de bloques del sistema. ....</i>	<i>17</i>
<i>Figura 3. Diagrama de bloques del circuito emisor. ....</i>	<i>23</i>
<i>Figura 4. Esquemático circuito de alimentación de arranque lento. ....</i>	<i>25</i>
<i>Figura 5. Esquemático circuito alimentación general. ....</i>	<i>26</i>
<i>Figura 6. Circuito para simulación de interruptor.....</i>	<i>27</i>
<i>Figura 7. Simulación en Orcad del circuito interruptor.....</i>	<i>28</i>
<i>Figura 8. Implementación final de la tierra virtual. ....</i>	<i>28</i>
<i>Figura 9. Esquema supuesto para el cálculo de pérdidas. ....</i>	<i>29</i>
<i>Figura 10. Encapsulado del láser . ....</i>	<i>30</i>
<i>Figura 11. Potencia óptica emitida por el láser en función de la corriente . ....</i>	<i>31</i>
<i>Figura 12. Corriente del fotodiodo monitor para diferentes valores de potencia óptica . ....</i>	<i>32</i>
<i>Figura 13. Circuito de polarización y esquemático empleado del láser emisor. ....</i>	<i>34</i>
<i>Figura 14. Esquemático del par diferencial. ....</i>	<i>35</i>
<i>Figura 15. Circuito de acondicionamiento de la onda del generador de funciones. ....</i>	<i>36</i>
<i>Figura 16. Placa PCB resultante para la emisión.....</i>	<i>37</i>
<i>Figura 17. Detalle de la zona del par diferencial en la PCB. ....</i>	<i>39</i>
<i>Figura 18. Puntos de medida importantes en el par diferencial. ....</i>	<i>39</i>
<i>Figura 19. Zona de alimentación para el láser. ....</i>	<i>40</i>
<i>Figura 20. Forma de onda de salida del par diferencial con offset. ....</i>	<i>43</i>
<i>Figura 21. Forma de onda de salida del par diferencial sin offset. ....</i>	<i>44</i>
<i>Figura 22. Forma de onda de salida del par diferencial saturada con offset. ....</i>	<i>44</i>
<i>Figura 23. Forma de onda de salida del par diferencial saturada sin offset. ....</i>	<i>45</i>
<i>Figura 24. Diagrama de bloques del circuito receptor. ....</i>	<i>50</i>
<i>Figura 25. Esquemático de la alimentación negativa.....</i>	<i>52</i>
<i>Figura 26. Esquemático del filtro paso alto. ....</i>	<i>54</i>
<i>Figura 27. Etapa de amplificador de transimpedancia. ....</i>	<i>55</i>
<i>Figura 28. Forma de onda de salida en configuración Lock-in Amplifier. ....</i>	<i>56</i>
<i>Figura 29. Gráfica de ganancia en configuración Lock-in Amplifier. ....</i>	<i>57</i>
<i>Figura 30. Modo de conexión en configuración Lock-in Amplifier.....</i>	<i>57</i>

<i>Figura 31. Diagrama de bode teórico del filtro paso bajo de cuatro polos. ....</i>	<i>58</i>
<i>Figura 32. Esquemático de filtro paso bajo de cuatro polos. ....</i>	<i>59</i>
<i>Figura 33. Placa PCB resultante para la detección. ....</i>	<i>60</i>
<i>Figura 34. Zoom de la resistencia para ajustar ganancia del amplificador. ....</i>	<i>61</i>
<i>Figura 35. Gráfica de salida del amplificador de transimpedancia. ....</i>	<i>63</i>
<i>Figura 36. Ganancia experimental del filtro paso bajo. ....</i>	<i>65</i>
<i>Figura 37. Ganancia experimental del circuito receptor. ....</i>	<i>66</i>
<i>Figura 38. Onda moduladora del par diferencial. ....</i>	<i>68</i>
<i>Figura 39. Forma de onda en el fotodiodo receptor. ....</i>	<i>68</i>
<i>Figura 40. Forma de onda de salida del amplificador de transimpedancia. ....</i>	<i>69</i>
<i>Figura 41. Forma de onda de salida lock-in amplifier. ....</i>	<i>70</i>
<i>Figura 42. Forma de onda de salida del filtro paso bajo final. ....</i>	<i>70</i>

# Índice de tablas

<i>Tabla 1. Comparativa de los diferentes tipos de sensores de temperatura.....</i>	<i>14</i>
<i>Tabla 2. Diagrama de Gantt del proyecto.....</i>	<i>18</i>
<i>Tabla 3. Datos obtenidos de emisión del láser. ....</i>	<i>31</i>
<i>Tabla 4. Valores de la corriente del fotodiodo monitor a diferentes potencias. ....</i>	<i>31</i>
<i>Tabla 5. Tabla comparativa de drivers IC-HAUS.....</i>	<i>33</i>
<i>Tabla 6. Tensiones de salida de la etapa de filtrado inicial.....</i>	<i>42</i>
<i>Tabla 7. Tensiones de salida del par diferencial.....</i>	<i>43</i>
<i>Tabla 8. Componentes de ruido electrónico según frecuencia.....</i>	<i>49</i>
<i>Tabla 9. Tensiones de salida en configuración Lock-in Amplifier.....</i>	<i>56</i>
<i>Tabla 10. Datos experimentales del amplificador de transimpedancia. ....</i>	<i>62</i>
<i>Tabla 11. Datos experimentales de aislamiento de ruido del Lock-in Amplifier.....</i>	<i>63</i>
<i>Tabla 12. Ganancia experimental del filtro paso bajo de cuatro polos.....</i>	<i>64</i>
<i>Tabla 13. Respuesta del circuito receptor final.....</i>	<i>65</i>



# Capítulo 1

## Introducción y objetivos

### 1.1 Introducción

En la actualidad existen una gran variedad de procesos industriales en los que resulta imprescindible controlar la temperatura. La elección del sensor adecuado para cada aplicación no es evidente. En los siguientes párrafos se va a realizar una breve explicación y comparativa de los métodos de sensado más habituales en entornos industriales [1].

Los sensores de temperatura más utilizados en entornos industriales son los sensores de temperatura convencionales. A este grupo de sensores pertenecen sobre todo los transductores basados en resistencias metálicas y los termopares. También pertenecen a este grupo los de silicio y los termistores, pero en la actualidad han sido remplazados por los dos primeros debido al amplio rango de temperaturas que soportan.

Los sensores de temperatura resistivos (“Resistance Temperature Detector o RTDs”) son sensores basados en la variación de la resistencia de un conductor con la temperatura. Los materiales empleados para la construcción de este tipo de sensores suelen ser metales como el cobre, níquel o el platino.

Los termopares son sensores que están formados por la unión de dos metales distintos que producen un voltaje que es función de la diferencia de temperatura entre uno de los extremos, denominado unión caliente o de medida, y el otro extremo, denominado unión fría o de referencia. Los materiales empleados para la construcción de este tipo de sensores suelen ser conductores como el cromo, aluminio, níquel, hierro, cobre o el platino entre muchos otros.

Los termistores son dispositivos basados en óxidos metálicos semiconductores que exhiben un gran cambio en su resistencia eléctrica cuando se someten a cambios relativamente pequeños de temperatura. Pueden ser de coeficiente de temperatura positivo (“Positive Temperature Coefficient o PTC”) o negativo (“Negative Temperature Coefficient o NTC”), siendo estos últimos los más utilizados.

Los sensores de silicio son circuitos integrados que aprovechan la variación predecible del voltaje de la unión base-emisor de los transistores bipolares para realizar mediciones de la temperatura. Una de las características más importantes de este tipo de sensores es que no requieren de etapas de linealización, amplificación ni compensación externas debido a que incorporan en el mismo chip sus propios circuitos de procesamiento de señal.

En la Tabla 1 se muestra una comparativa entre sensores de temperatura resistivos, termopares, termistores y sensores basados en silicio. En esta tabla se comparan aspectos generales como son: coste del sensor, coste del sistema, campo de medida general, estabilidad ante fluctuaciones, ruido eléctrico, linealidad entre otros aspectos.

Características	Sensor			
	Resistivos	Termopar	Termistor	Silicio
Coste del sensor	Bajo	Medio	Bajo	Medio
Coste del sistema	Medio	Alto	Bajo	Nulo
Campo de medida	-200°C a 850°C	-270°C a 1800°C	-100°C a 500°C	-40°C a 125°C
Intercambiabilidad	±0.08%; ±0.25°C	±0.5%; ±2°C	±10%; ±0.2°C	±1%; ±3°C
Estabilidad	Alta	Baja	Media	Media
Sensibilidad	0.39%/°C	40μV/°C	4%/°C	10mV/°C
Linealidad	Alta	Media	Nulo	Media
Pendiente	Positiva	Positiva	Positiva Negativa	Positiva
Ruido eléctrico	Bajo	Alto	Bajo	Bajo

*Tabla 1. Comparativa de los diferentes tipos de sensores de temperatura.*

Además de los sensores de temperatura convencionales como los mostrados anteriormente, durante las últimas décadas han proliferado otros tipos de sensores de temperatura que complementan a los sensores convencionales o incluso mejoran sus características. Estos sensores de temperatura son los basados en fibra óptica.

El desarrollo de los sensores de fibra óptica se ha reflejado en la gran cantidad de artículos científicos y libros que describen un gran número de métodos de sensado. En [2] se da una clasificación sencilla de los sensores de fibra óptica. En base al principio de operación del sensor de fibra óptica, el autor ha clasificado dichos sensores como: interferométricos, espectrales y sensores de intensidad.

Los sensores interferométricos basan la detección de la temperatura en cambios en la fase de la luz. Ejemplos de este tipo de sensores son los Mach-Zehnder, Michelson, Fabry-Perot, Sagnac, polarimetría, redes e interferómetros de etalones.

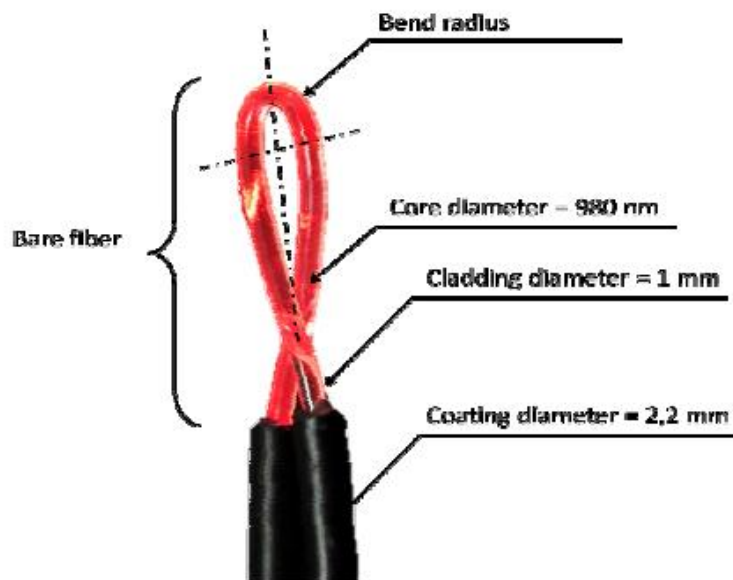
Los sensores espectrales basan su principio en la modulación de los rayos de luz por efectos ambientales. Ejemplos de este tipo de sensores son: radiación de cuerpo negro, absorción, fluorescencia, etalones y redes de Bragg.

Los sensores de intensidad están basados en cambios en la potencia óptica. Las pérdidas están originadas por cambios en la temperatura de los cuerpos que se quieren medir. Dentro de los sensores por intensidad existe una amplia variedad de mecanismos como son: válvulas de luz reflejada, válvulas de luz transmitida, dispersión de luz, sensores espectrales y sensores basados en macro-deformaciones. Una completa información acerca de la clasificación de los sensores de intensidad por fibra óptica se muestra en [3].

Los sensores de intensidad de fibra óptica, se caracterizan por ser aquellos que presentan una mayor simplicidad y costes más reducidos, entre otros por ser menores los costes de los componentes asociados (emisores, detectores...). Si bien presentan un inconveniente que debe ser subsanado en el diseño inicial, se debe desarrollar un sistema que sea insensible a las magnitudes de influencia externa que puedan provocar cambios en la potencia óptica asociados, no a la magnitud a medir, sino a otros factores. Con ello, se asegura el funcionamiento a largo plazo del sistema. A este respecto se han desarrollado diferentes técnicas de auto-referencia, de tipo espacial (se incluyen dos caminos en la medida final, un

camino de sensado y otro de referencia), utilizando dos longitudes de onda, estabilizando la potencia emitida por la fuente de luz, técnicas en frecuencia y en el tiempo. Un detalle de algunas de las mismas se puede encontrar en [4].

En el presente trabajo se plantea el diseño de un sistema de instrumentación que utiliza el sensor de intensidad de fibra óptica, basado en macro-curvaturas descrito en [5]. Una imagen de dicho sensor se muestra en la Figura 1. Se plantean dos opciones para la auto-calibración del sistema, una basada en detección directa y autorreferencia espacial y otra basada en técnicas de auto-referencia en frecuencia como las descritas en [6] con detección síncrona.



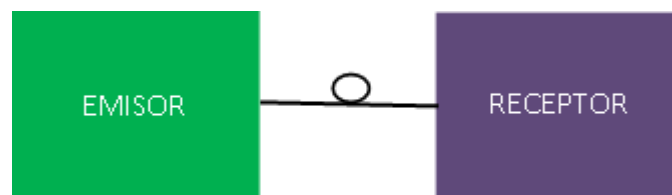
*Figura 1. Detalle de la curvatura de la fibra óptica.*



## 1.2 Objetivos

El objetivo del presente trabajo se central en el desarrollo de la electrónica de acondicionamiento para un sistema de instrumentación autocalibrado que permita la medida de temperatura en un rango de 25 a 80°C con una resolución inferior a 2°C y recalibrado menor que 1°C para operar en entornos críticos, con posibilidad de monitorización de la temperatura en un PC o un dispositivo visualizador. El sistema estará compuesto por un sensor basado en fibra óptica, emisor y receptor y la electrónica de acondicionamiento correspondiente. Ya existen prototipos del citado sensor en el laboratorio del GDAF (Grupo de “Displays” y Aplicaciones Fotónicas) si bien se trata de desarrollar instrumental propio para desarrollar un sistema autónomo.

El sistema propuesto constará de un diagrama de bloques como el de la Figura 2:

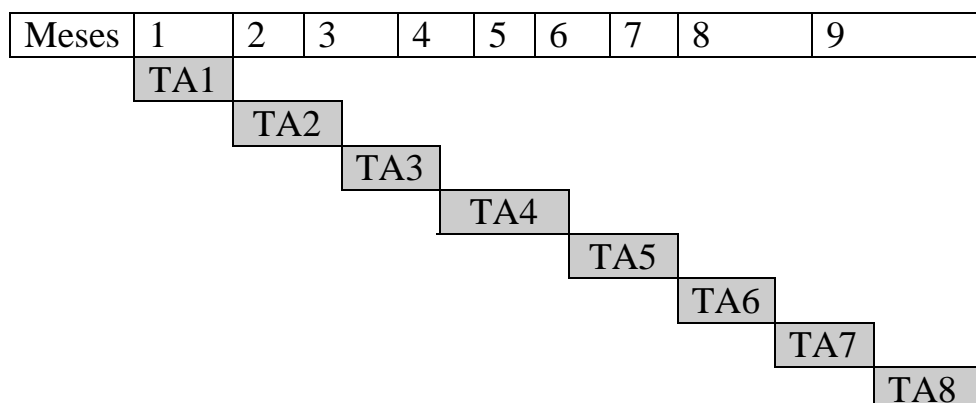


*Figura 2. Diagrama de bloques del sistema.*

## 1.3 Fases del desarrollo

A continuación se describen las tareas realizadas para el desarrollo del presente proyecto. En la Tabla 2 se muestra la evolución temporal de las tareas desarrolladas.

- **TA1:** Estudio de diferentes tecnologías disponibles de sensores de intensidad intrínsecos con fibras ópticas para la medida de temperatura.
- **TA2:** Estudio de distintos circuitos de detección para sensores de intensidad y sus niveles de ruido para determinar la resolución teórica del sistema.
- **TA3:** Estudio de las técnicas para auto-referenciar la señal que permiten evitar que fluctuaciones de potencia óptica no asociadas con la medida en sí.
- **TA4:** Diseño del circuito receptor.
- **TA5:** Realización de medidas.
- **TA6:** Análisis de las prestaciones en sensibilidad de resolución con y sin detección síncrona.
- **TA7:** Realización de medidas utilizando un acoplador pasivo para distribuir la luz de la fuente emisora a ambas fibras.
- **TA8:** Extrapolación a partir de los datos obtenidos a otros proyectos relacionados.



*Tabla 2. Diagrama de Gantt del proyecto.*

## **1.4 Medios empleados**

Para la realización del presente Proyecto Fin de Carrera ha sido necesaria la utilización de diferentes recursos que han variado en función de las necesidades del mismo. Dependiendo de la fase del proyecto hubo que utilizar los laboratorios del departamento, así como las labores de fabricación de placas de circuito impreso los técnicos de laboratorio del departamento de Tecnología Electrónica. Las medidas se han realizado empleando los equipos disponibles en los laboratorios del departamento, especialmente del GDAF, como son el osciloscopio, el generador de funciones y fuentes de alimentación entre otros.

Además se ha empleado una tarjeta de adquisición de datos y un ordenador portátil para realizar el procesamiento de las medidas.

## **1.5 Estructura de la memoria**

La memoria del presente Proyecto Fin de Carrera se ha estructurado de la siguiente manera.

En el Capítulo 2 se explicarán todos los aspectos relativos al diseño del emisor del sistema. Se establecerá inicialmente un diagrama de bloques, que será desglosado minuciosamente a lo largo del capítulo. Al final del mismo se mostrarán los datos obtenidos tras la calibración de la placa.

En el Capítulo 3 se mostrará el diseño del sistema receptor, estudiando sus necesidades, realizando un diagrama de bloques y analizando cada bloque por separado. Al igual que en el anterior capítulo, se plasmará la calibración del sistema receptor

En el Capítulo 4 se extraen las conclusiones obtenidas del proyecto, así como las posibles mejoras y las líneas futuras del mismo.

El Capítulo 5 estará compuesto por el presupuesto, donde se mostrarán de forma detallada los costes materiales y de mano de obra del proyecto.

Finalmente, se ofrece la bibliografía utilizada y los anexos con toda la documentación necesaria para la correcta inteligibilidad del proyecto.

# **Capítulo 2**

## **Diseño de la electrónica de emisión**

El primer paso para el diseño de dicho sistema consiste en identificar el funcionamiento que ha de tener el mismo, así como conocer las especificaciones que se deben cumplir a la hora de diseñarlo.

## 2.1 Requisitos del circuito emisor

Como tarea previa a realizar un diseño del circuito encargado de emitir la potencia óptica será establecer las condiciones mínimas que se han de dar para que esto se produzca de forma eficaz.

Para ello, hay que tener en cuenta el funcionamiento de los dispositivos emisores de tipo láser, partiendo de la base de que se necesita un nivel de potencia superior al que nos pueden proporcionar los LED. Estos dispositivos necesitan estar polarizados en corriente continua para llevar a cabo la emisión de luz, pero además, si se quiere transmitir información mediante dicha luz, será necesario realizar una modulación en amplitud sobre la misma.

Por lo tanto se puede extraer que como mínimo, el circuito emisor ha de contener un bloque de polarización del láser y un bloque de modulación para el mismo.

No obstante, no serán estos los dos únicos bloques que se precisen, ya que por otro lado se encuentra la necesidad de alimentar todos los componentes que utilicemos. La alimentación, se separará en dos, teniendo por un lado la alimentación de todos los componentes a excepción del láser y por otro lado la alimentación de este dispositivo. Esta decisión se toma en base a que los diodos láseres son elementos muy delicados y es aconsejable el uso de reguladores de tensión de arranque lento.

Además con el fin de poseer ciertas medidas de seguridad (como protección frente a fallos), se implementará también un interruptor electrónico que permita acoplar y desacoplar la tierra del circuito según las preferencias del usuario.

Este interruptor se incluirá también en la parte del diodo láser, permitiendo de igual manera acoplar y desacoplar la señal de modulación, lo que redundará en una mayor flexibilidad a la hora de trabajar con el circuito, siendo posible trabajar únicamente con corriente continua o con ambas si así se desea.

Además de lo anterior, se deben determinar las especificaciones básicas del láser, que afectan al diseño de su circuito de excitación y se irán mencionando en los distintos apartados, tales como la longitud de onda central, potencia de emisión acoplada a la fibra óptica, estabilidad de la potencia emitida, ancho de banda de modulación y nivel de ruido.

## 2.2 Diagrama de bloques del circuito emisor

Una vez identificadas las necesidades del circuito emisor, se puede establecer de una forma esquemática su estructura. Para ello se muestra un diagrama de bloques, en el que se identifican las conexiones que existen entre las diferentes secciones, así como las entradas al mismo. A continuación se ilustra el diagrama de bloques del que constará el circuito excitador del láser que forma parte del subsistema emisor para la medida en el sensor.

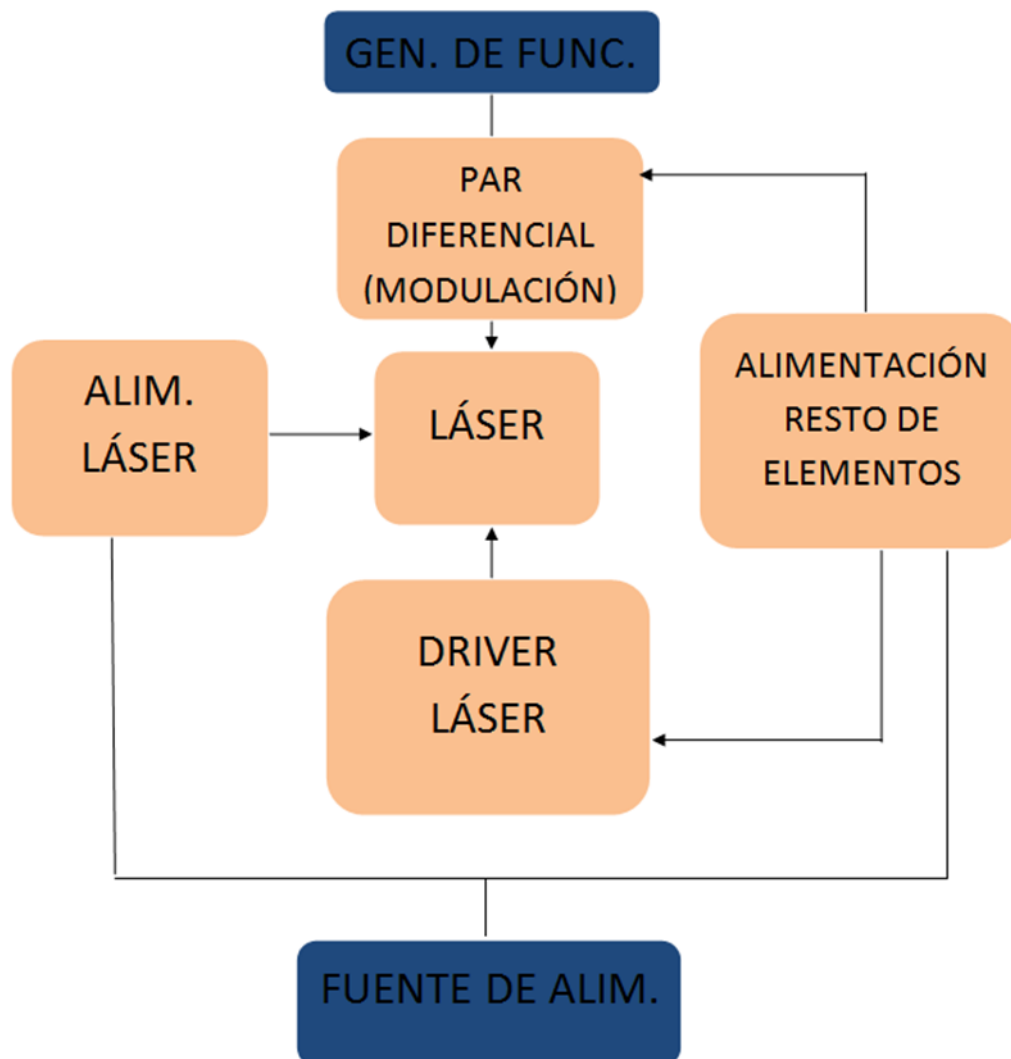


Figura 3. Diagrama de bloques del circuito emisor.

El circuito excitador del láser (Alim. Láser) se encarga de establecer la potencia media de emisión del mismo, así como de realizar un control en

función de la temperatura (necesario debido al calentamiento de este tipo de dispositivos lo que provoca variaciones en la potencia óptica de salida).

El par diferencial es el bloque que se utiliza para realizar la modulación de la señal emitida por el láser. Además, se han provisto dos sistemas de alimentación, uno específico para el láser y otro para el resto de componentes.

A pesar de que el circuito realmente contiene cuatro entradas, en este diagrama sólo se han representado dos con el fin de simplificar, ya que las otras dos pertenecen al citado control de tierra (que no interactúa con ningún bloque de los representados). Como se puede observar, las dos entradas restantes pertenecen a la señal del generador de funciones y a la fuente de alimentación.

A continuación, en los siguientes subapartados se irán explicando los diferentes bloques y su funcionamiento con mayor detalle. El diseño que se presenta a continuación está basado parcialmente en los trabajos desarrollados en [7].

### **2.2.1 Circuitos de alimentación**

Estos circuitos, se encargan de adecuar los valores de tensión necesarios en cada uno de los subcircuitos de los que consta el sistema completo. Se debe prestar cuidado en su diseño, puesto que cualquier error de funcionamiento en ellos va a causar errores de operación a la hora de trabajar con el circuito impreso. Para evitar estos problemas se van a elegir aplicaciones típicas recomendadas por los fabricantes para obtener un valor de alimentación en ambos casos de +5V.

#### **Alimentación del láser**

La alimentación del láser es un elemento de gran importancia, ya que cualquier pico de tensión o corriente puede provocar su deterioro. Por esta razón se utilizará un regulador de tensión de gran precisión y con posibilidad de arranque lento, como es el L200 [8], que además posee limitación en corriente (idóneo para el láser). Además, la aplicación a implementar permitirá limitar la corriente de salida del regulador mediante el uso de un potenciómetro.



El regulador es un elemento activo integrado y realimentado que se encarga de fijar la tensión de salida a un valor siempre menor al de la tensión de entrada, en base a relaciones entre valores de componentes resistivos externos. Los reguladores lineales basan su funcionamiento en la polarización de un transistor en activa, haciendo caer entre colector y emisor la tensión necesaria para fijar el valor de tensión de salida requerido en función de la tensión de entrada.

Para llevar a cabo la limitación en corriente solo se necesita un componente externo, la resistencia  $R_{15}$ . Esta resistencia se coloca entre las patillas 5 y 2 del componente, de tal manera que toda la corriente de salida que va hacia la carga se hace pasar por ella. Cuando la tensión que se alcanza en sus extremos es la necesaria para polarizar el transistor interno de limitación de corriente, éste empieza a drenar corriente de la base del transistor de salida, reduciendo su valor, y por lo tanto, haciendo caer la corriente de salida, que a su vez hará que el voltaje en  $R_{15}$  sea menor. Para lograr que estos valores sean ajustables instalaremos un potenciómetro,  $R_{20}$ , en paralelo con  $R_{15}$ , de esta forma se permite obtener una variación de la corriente máxima de 0.45mA a 90mA

Finalmente el circuito de alimentación del láser se puede ver en la Figura 4:

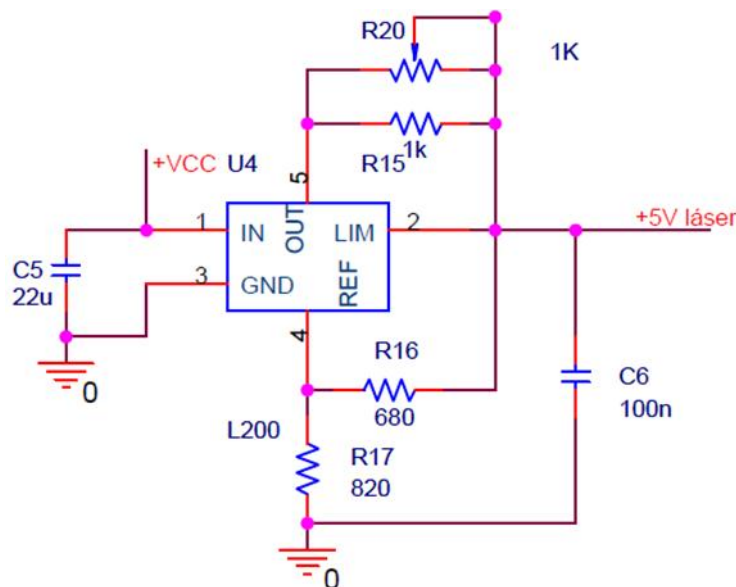


Figura 4. Esquemático circuito de alimentación de arranque lento.

### Alimentación genérica

Para la alimentación del resto de componentes se ha utilizado un regulador de propósito general, un LM317 [9]. No obstante, con el fin de preservar dichos componentes, se implementará una aplicación propuesta por el fabricante que posee arranque lento. Esta aplicación está diseñada para obtener una tensión de salida de +15V, por lo que se recalcularán los elementos pasivos para adaptarlos a la tensión de salida de nuestras especificaciones, la cuál será de +5V.

Para llevar a cabo el cálculo de estos elementos, se utilizará la siguiente expresión, donde  $I_{adj}$  es la corriente que circula por la pata “ADJ” del regulador:

$$i) \quad V_{out} = 1.25V * \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + I_{adj}(R_1)$$

Los valores de los condensadores y de  $R_3$  se toman directamente de la aplicación sugerida por el fabricante, ya que son de carácter genérico y no dependen del valor de tensión de salida deseado.

Finalmente el esquemático del circuito resultante será el de la Figura 5:

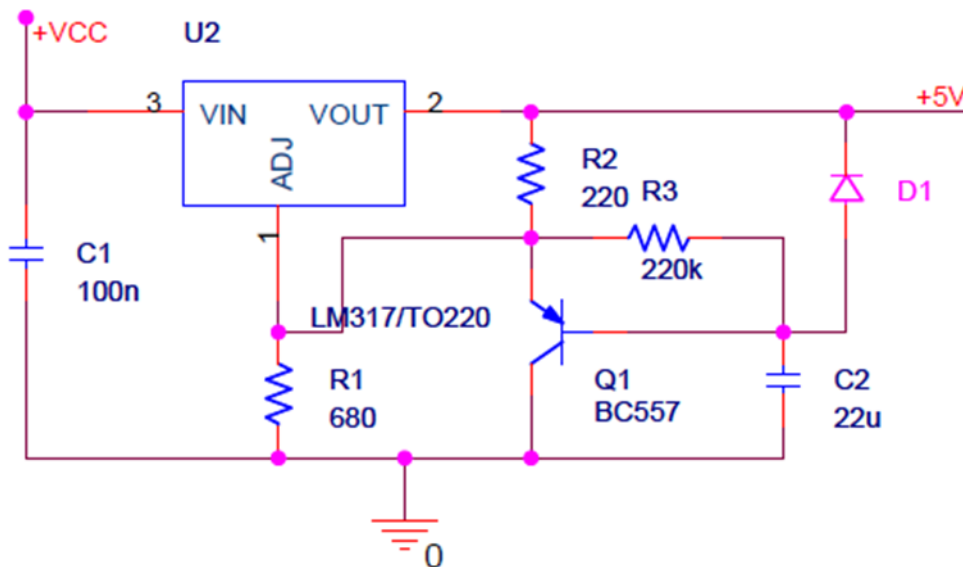


Figura 5. Esquemático circuito alimentación general.

### 2.2.2 Tierra virtual

El concepto de tierra virtual consiste en que la tierra del circuito pueda acoplarse y desacoplarse al gusto del usuario, bien por razones de seguridad o por razones de preferencia en cada caso.

Como solución a esta necesidad, se ha decidido implementar un circuito que posee un transistor [10], que por un lado tiene conectado la tierra de la fuente a la fuente del transistor, la señal de control unida a la puerta del mismo y la pata correspondiente al drenador soldada al plano de masa de la placa de circuito impreso.

No obstante antes de implementar esta solución, resulta interesante llevar a cabo una simulación para comprobar si el funcionamiento es el esperado. Para ello en el programa de simulación OrCAD crearemos el esquemático mostrado en la Figura 6:

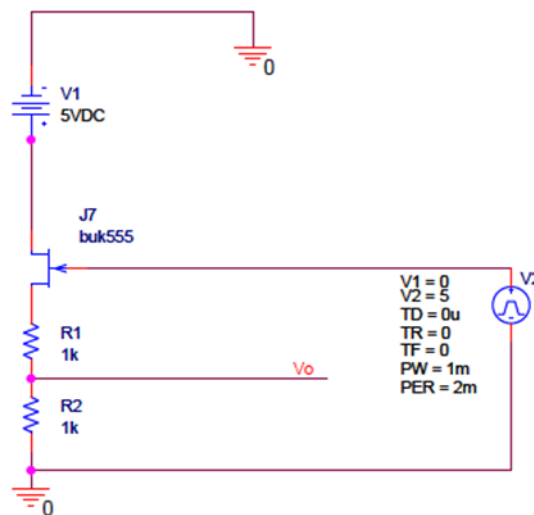


Figura 6. Circuito para simulación de interruptor.

Donde la fuente de tensión V2 nos permitirá actuar sobre el transistor, alternando entre +5V y 0V y observar si el transistor permite el paso de la corriente del drenador a la fuente, es decir si cuando en la puerta posee una tensión de +5V, conecta la fuente con el drenador del transistor.

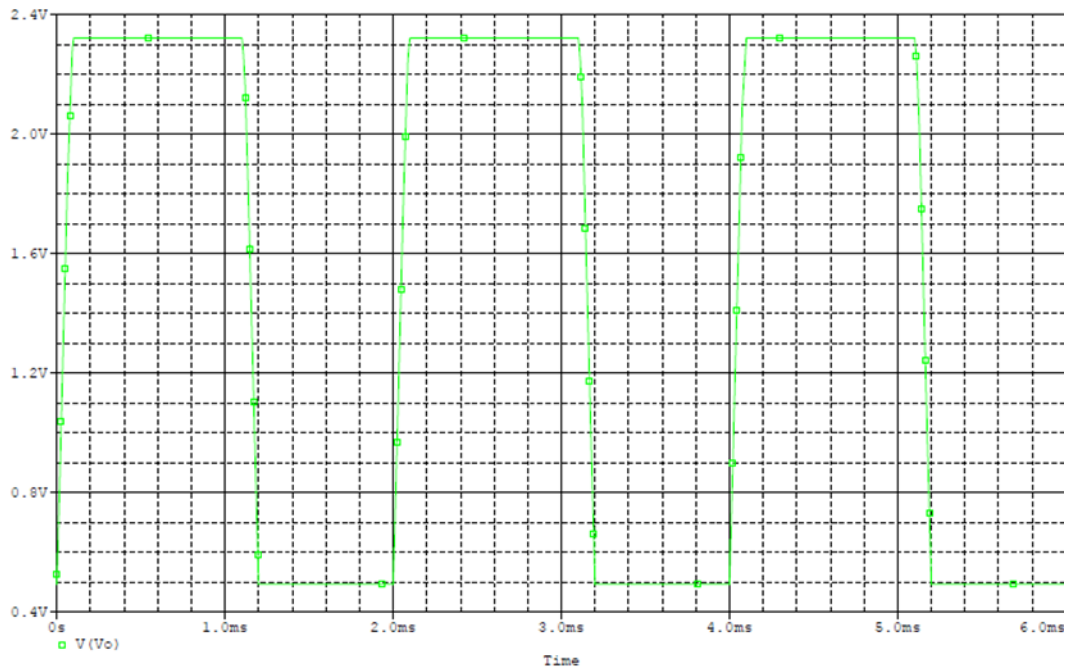


Figura 7. Simulación en Orcad del circuito interruptor.

Como puede observarse en la imagen, la salida conmuta entre 0 y 2.5V (debido al divisor resistivo instalado en el esquemático), por lo que finalmente el circuito implementado será el siguiente:

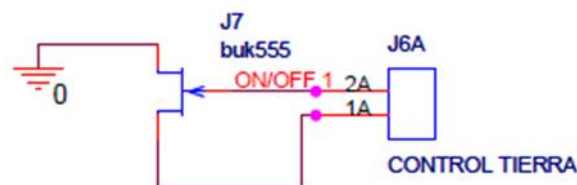


Figura 8. Implementación final de la tierra virtual.

Utilizando el mismo para controlar la conexión de la modulación al láser, que se ilustrará en el apartado 2.2.4.

### 2.2.3 Selección y diseño: Láser y circuito de excitación

Para la elección del driver se debe realizar un análisis de potencia con el fin de determinar la potencia media mínima de emisión y poder elegir de esta forma tanto el driver del láser, como el propio dispositivo emisor de luz.

A continuación, se procede a realizar un balance de potencia óptica en el sistema, de forma que se establece un nivel mínimo de potencia en el láser para asegurar así la correcta detección en el circuito receptor. En la Figura 9 se muestra un pequeño esquema del circuito óptico para ilustrar los puntos y tramos donde se producen pérdidas de potencia y poder determinar así el nivel que se debe emitir, de los diferentes escenarios posibles, se presenta el que puede llegar a utilizarse en el peor de los casos.

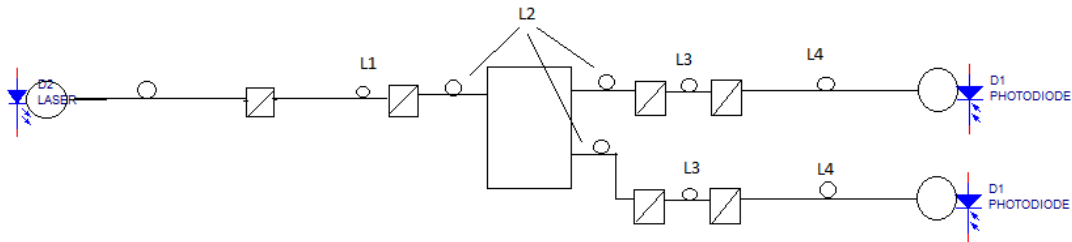


Figura 9. Esquema supuesto para el cálculo de pérdidas.

Si tenemos en cuenta que por cada conector se estiman unas pérdidas de 3 dB, que por cada metro de fibra tendremos unas pérdidas de 0.2 dB (al tratarse de una fibra de plástico de 1mm como veremos en el capítulo de medidas) y la suma de las longitudes es de unos 8 metros, que las pérdidas por acoplo en láser y fotodiodo son de 3dB, además de las pérdidas en el divisor de 1.6dB y por último que en el divisor se divide la señal en el peor de los casos 90% de ella por un canal y el 10% restante por el otro, las pérdidas del circuito serán de:

Pérdidas (dB)= 3dB\*5(conectores) + 3dB (acoplo) + 3dB (acoplo)+ 8\*0.2 (fibra) + 1.6dB (divisor) + 12dB (división de la señal en 10%)= 36.2dB de pérdidas.

Por otro lado suponemos que al fotodetector debe llegar una potencia como mínimo de -36dBm trabajando con un fotodiodo de 0.8A/W de sensibilidad a 850nm, se necesitan 2.51e-4 mW. Si por el contrario, se trabaja con un fotodiodo que posee una sensibilidad de 0.4A/W a 630nm se necesitará el doble de potencia, es decir 5.02e-4mW ó -33 dBm. Obteniendo como valor de potencia emitida mínimo final un valor de 2.09mW tras tener en cuenta todas las pérdidas.

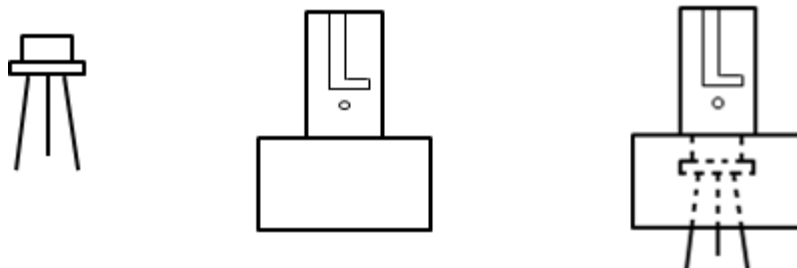
Otra característica del láser es la longitud de onda, ésta se establecerá en el entorno de los 650nm. Se toma este valor debido a que se trata de una longitud de onda que se encuentra dentro del espectro visible y una longitud de onda a la cuál se detectan bajas pérdidas en la fibra óptica de plástico.

Existen diferentes emisores que cumplen con estas características de longitud de onda y potencia emitida. Para la realización del presente proyecto se han escogido los siguientes emisores:

- S6505MG [11]: Su nivel de potencia máxima es de 5mW y trabaja a una longitud de onda de 650nm. La corriente del fotodiodo monitor es de 0.3mA a 5 mW de potencia óptica y no dispone de encapsulado.
- S6510MG [12]: Su nivel de potencia máxima es de 10mW y trabaja a una longitud de onda de 650nm. Su corriente del fotodiodo monitor es igual que el anterior, pero referida a su potencia, de 10mW.

Otro aspecto de gran importancia es el de la forma de transmitir la potencia óptica a través de la fibra. Ya que este modelo de láser no se encuentra encapsulado de fábrica.

Por ello, basado en experiencias anteriores [7] se ha realizado el encapsulado con un conector ST como se muestra en la Figura 10:



*Figura 10. Encapsulado del láser .*

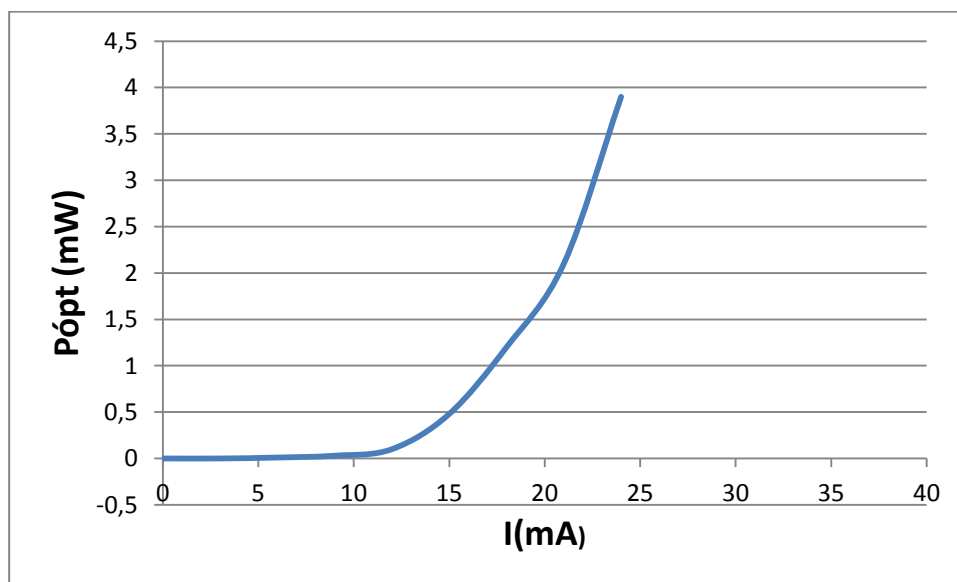
Para llevar a cabo el encapsulado del dispositivo láser se pensó en utilizar pegamentos específicos que ayudan a disipar de forma más eficaz el calor generado por el láser. Sin embargo tras la experiencia adquirida en el laboratorio, se comprobó que el pegamento “Superglue” de la marca “Loctite” realizaba esta función de manera eficaz, por lo que se utilizó para ello.

Una vez elegido el modelo de láser a utilizar y su encapsulado, se procede a la caracterización del mismo. Esta caracterización se realiza de tal forma que midiendo por un lado las corrientes del láser y del fotodiodo empleando resistencias en serie y midiendo con dos polímetros y por otro lado con un medidor de potencia óptica a la salida del láser se adquieran

todos los parámetros necesarios. Obteniendo las siguientes gráficas para la corriente del láser y la corriente del fotodiodo monitor.

Iláser (mA)	Pópt (mW)
0	0
3	0
6	0,01
9	0,03
12	0,1
15	0,48
18	1,2
21	2,1
24	3,9

**Tabla 3. Datos obtenidos de emisión del láser.**



**Figura 11. Potencia óptica emitida por el láser en función de la corriente .**

Ifotodiodo (mA)	Pópt (mW)
0	0
3	0
6	0,01
9	0,03
12	0,1
15	0,48
18	1,2
21	2,1
24	3,9

**Tabla 4. Valores de la corriente del fotodiodo monitor a diferentes potencias.**

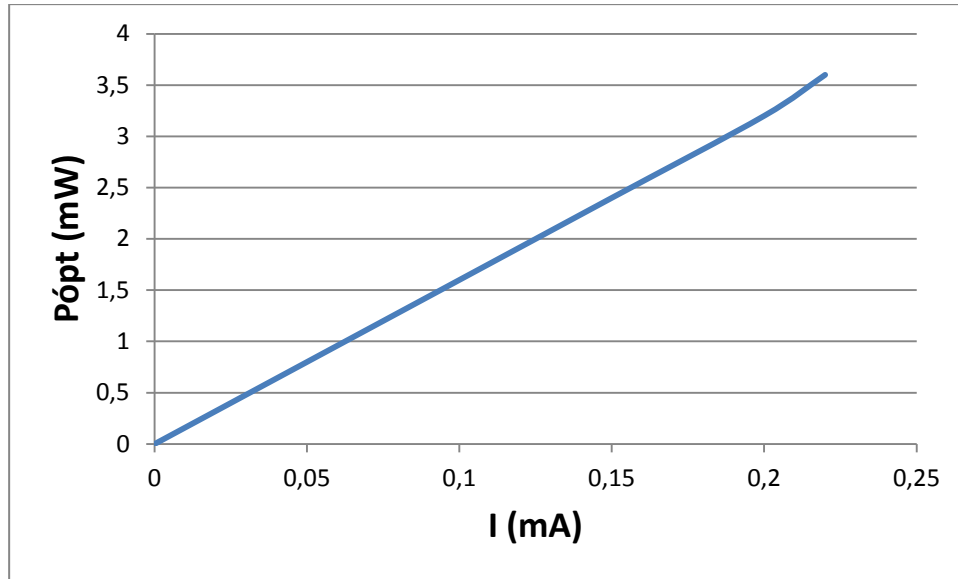


Figura 12. Corriente del fotodiodo monitor para diferentes valores de potencia óptica .

Entre las opciones disponibles de circuito de excitación, nos hemos centrado en los productos del fabricante IC HAUS, debido a razones de disponibilidad y conocimiento de los mismos [13] y [14], que actualmente ofrece cuatro variantes divididas en dos familias, los IC-VJ y los IC-WJ. La principal diferencia entre los primeros y los segundos, es que los primeros incorporan un oscilador que permite realizar la modulación del láser sin necesidad de incluir ningún componente extra. Cada una de estas familias posee un modelo cuya denominación se diferencia con una “Z” al final y es identificativo de que permite valores de la corriente del fotodiodo monitor ( $I_{AMD}$ ) superiores. Por lo tanto, indican que permiten la emisión de niveles de potencia óptica superior.

No obstante, hay que destacar que el valor de la corriente del fotodiodo monitor depende de la sensibilidad del fotodiodo monitor por lo que los valores de potencia óptica que puede emitir un driver pueden tener una gran variación según el láser a utilizar.

Para fijar el valor de la potencia óptica media a emitir han de calcularse el valor de la resistencia  $R_{SET}$  y el condensador  $C_I$ . En las hojas de características se indican las fórmulas para realizar el cálculo:

$$ii) \quad R_{SET} = \frac{CR1 * V(ISET)}{I(AMD)}$$

$$iii) \quad C_I \geq \frac{440}{f * R_{set}}$$



Donde:

- CR1 es un parámetro interno (1).
- I(AMD) es la sensibilidad del fotodiodo monitor.
- V(AMD) es 1,22V (nivel de tensión fijo).
- f es  $10^4$  Hz.

Por último, en la tabla 5 se muestra una comparativa de los driver para estos dos dispositivos láser:

MODELO	ALIMENTACIÓN	I(AMD)	I(KLD)	RSET (máx.)	OSCILADOR
IC WJ	4.5-5.5V	50-500μA	250mA	500kΩ	NO(300KHz)
IC WJZ	4.5-5.5V	0.15-1.5mA	250mA	500kΩ	NO(300KHz)
IC VJ	4.5-5.5V	50-500μA	250mA	500kΩ	SI (4MHz)
IC VJZ	4.5-5.5V	0.15-1.5mA	250mA	500kΩ	SI (4MHz)

*Tabla 5. Tabla comparativa de drivers IC-HAUS*

Finalmente, teniendo en cuenta los resultados obtenidos del balance de potencia, los láseres disponibles y las características del driver IC-WJ, disponible en el laboratorio, se ha optado por emplear el láser emisor S6505MG para emitir una potencia de 2.5mW.

Los valores calculados para  $R_{SET}$  y  $C_I$  serán:

$$iv) \quad R_{set} = \frac{CR1 \cdot V(Iset)}{I(amd)} = \frac{1 \cdot 1.22V}{\frac{0.06mA}{mW} \cdot 2.5mW} = 8.13K\Omega$$

$$v) \quad C_I = \frac{440}{f \cdot R_{set}} = \frac{440}{10^4 \cdot 8.13^3} \geq 5.41\mu F$$

El circuito impreso se ha diseñado para permitir la conexión de un diodo LED, de forma que éste se pueda emplear para las pruebas iniciales. El esquemático del circuito se muestra en la Figura 13.

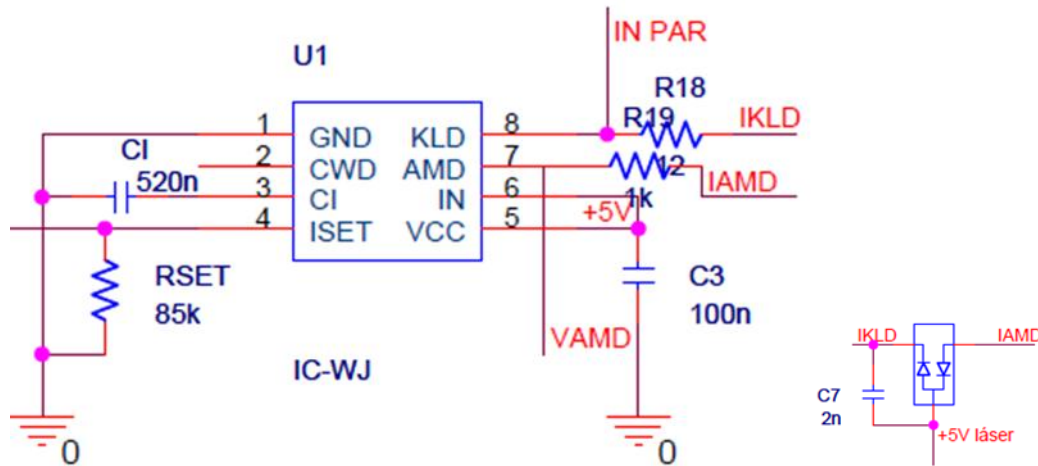


Figura 13. Circuito de polarización y esquemático empleado del láser emisor.

## 2.2.4 Par diferencial

El par diferencial es la parte del sistema encargada de la modulación del láser. Este circuito se combina con el driver de forma que modifica la corriente del láser y varía la potencia óptica que éste emite. El circuito propuesto ha sido utilizado obteniendo resultados positivos en anteriores ocasiones [7].

Se trata de un tipo de amplificador basado en dos transistores polarizados de forma que en continua circule la misma corriente por ambas ramas y que amplifican diferencialmente las señales de corriente alterna que se inyectan en las bases de ambos transistores. En este caso, sólo se inyectará señal por uno de los BJT, y esta señal provendrá del generador de funciones tras pasar por un circuito de acondicionamiento. En la Figura 14 se muestra el esquema desarrollado del par diferencial.

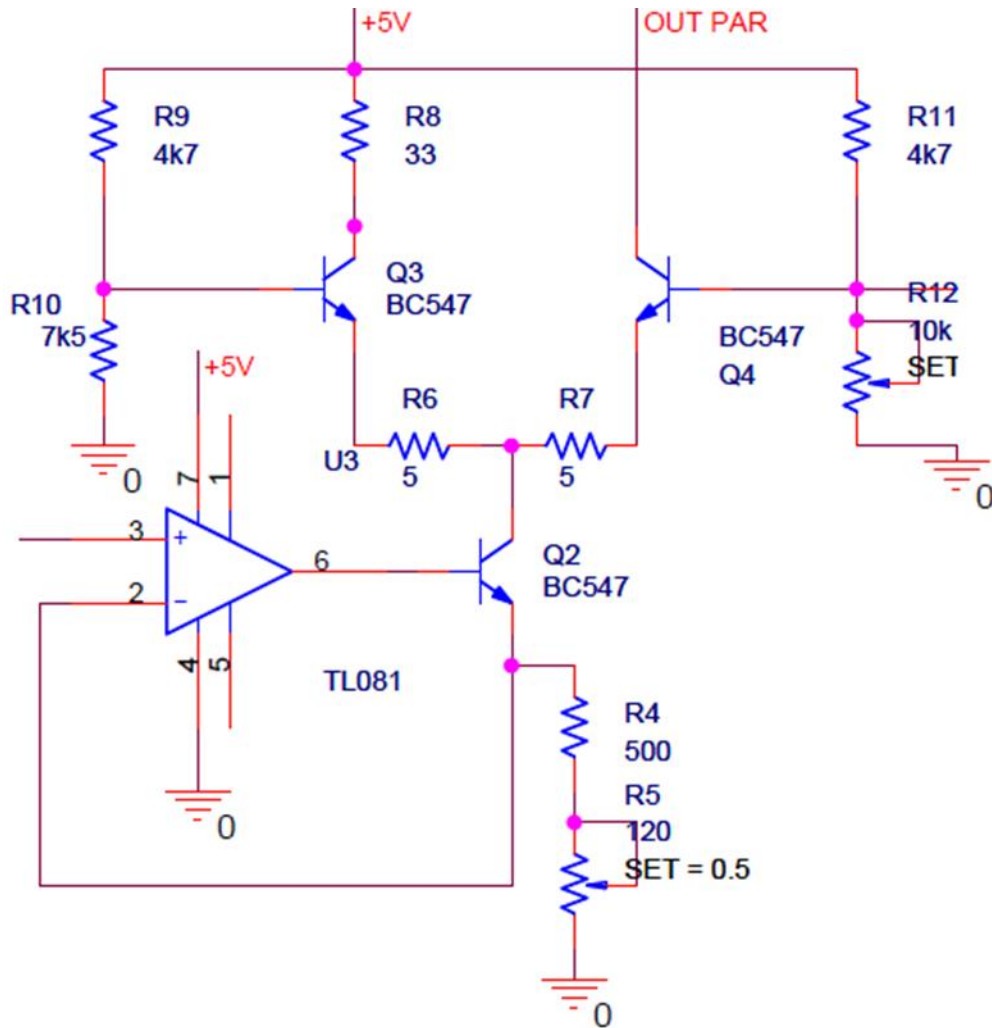


Figura 14. Esquemático del par diferencial.

El circuito compuesto por el transistor  $Q_2$ , el amplificador operacional  $U_3$  y las resistencias,  $R_4$  y  $R_5$ , situado en la parte inferior del par diferencial permite controlar la corriente de polarización del par diferencial. La entrada no inversora del amplificador operacional está conectada a la salida  $I_{SET}$  del driver IC-W que proporciona un valor fijo de tensión. Mediante la combinación de las resistencias  $R_4$  y  $R_5$  se fija la corriente que circula por ambas ramas del par diferencial. Se ha provisto un potenciómetro,  $R_5$ , que permite modificar el valor de dicha corriente.

Por otra parte, las resistencias  $R_9$ ,  $R_{10}$  y  $R_{11}$  y el potenciómetro  $R_{12}$  sirven para facilitar el equilibrado del par, es decir, para que las corrientes de polarización que circulan por cada rama tengan el mismo valor.

La señal procedente del generador será introducida en un transistor por su base, que se encuentra alimentado por el colector a  $+VCC$  ( $+5V$ ). De esta forma, el transistor permitirá el paso de la señal si la misma tiene

offset, ya que en el caso de no ser así, la señal en el emisor del transistor se recortará por no encontrarse polarizado. A continuación, la señal pasa por un divisor resistivo, con el fin de disminuir y adecuar el voltaje de la señal a la entrada del par diferencial. Este esquema permite que la señal procedente del generador de funciones tenga un voltaje elevado y no sea afectada por el ruido del circuito. El esquema de este circuito se muestra en la Figura 15.

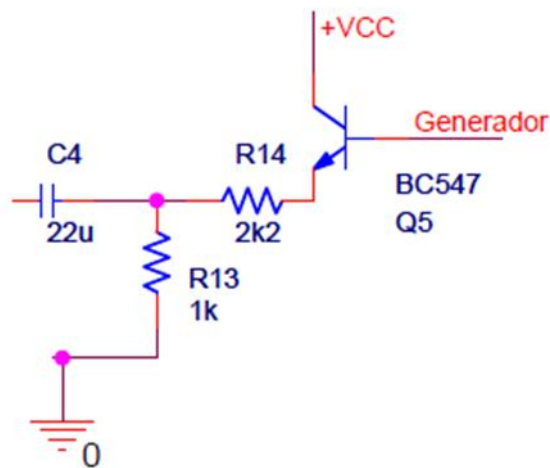


Figura 15. Circuito de acondicionamiento de la onda del generador de funciones.

## 2.3 Resultado final y configuración

Todos los bloques descritos en el apartado anterior se integran en un mismo circuito integrado, cuyo esquema se incluye en los Anexos. En la Figura 16 se muestra una fotografía del circuito empleado para la emisión.

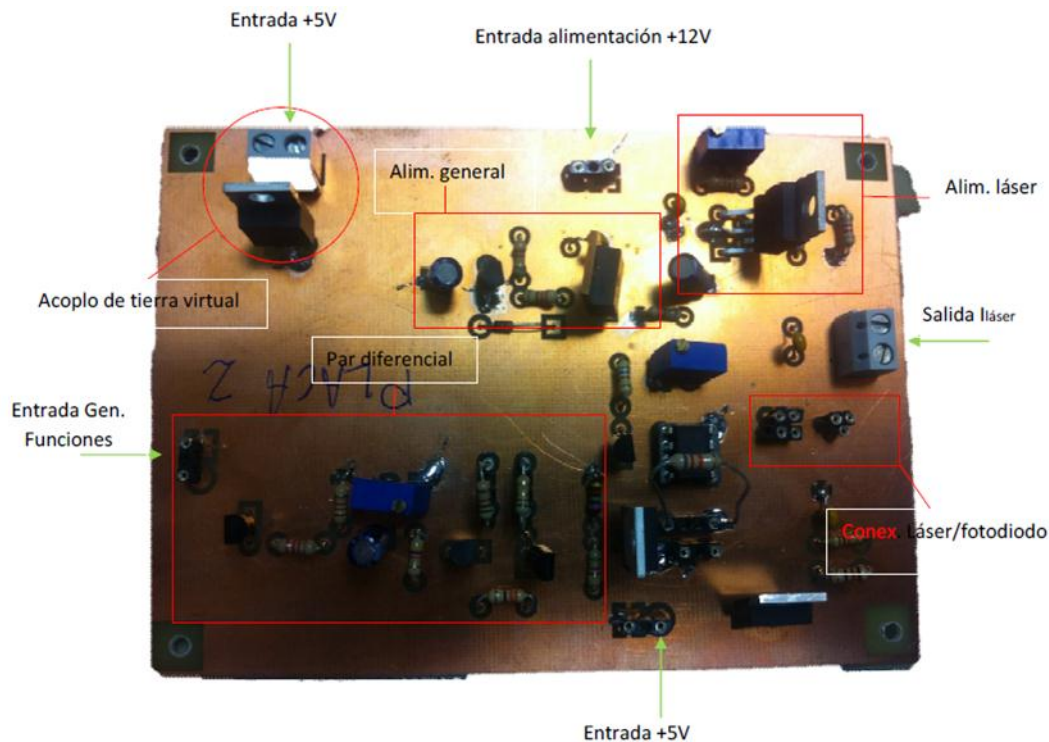


Figura 16. Placa PCB resultante para la emisión.

Para el correcto funcionamiento del sistema es preciso realizar una calibración de algunos de los módulos que forman el circuito. Otros subsistemas no necesitan de una calibración propiamente dicha, pero si es conveniente seguir unos pasos para que el funcionamiento sea correcto.

### 2.3.1 Conexiones de alimentación

Para realizar el conexionado de las diferentes entradas y salidas de las que dispone el circuito es conveniente seguir los siguientes pasos:

En primer lugar, para que todo el circuito funcione, será necesario conectar el módulo de acoplo de la tierra virtual. Para ello se empleará una fuente variable (no se debe usar una fuente de valor fijo de +5V, ya que no funcionará correctamente) para ir aumentando gradualmente los valores de tensión hasta alcanzar los 5V. Emplear un polímetro en modo continuidad

permite verificar que el plano de masa de la placa y la tierra de la fuente se encuentran cortocircuitadas, y así comprobar que este bloque funciona correctamente.

El siguiente paso consiste en alimentar el circuito con la fuente de corriente continua conectada a la entrada de +12V. De esta forma, todos los módulos del circuito integrado se encuentran alimentados y funcionando. No obstante si se desea modular la potencia óptica emitida por el láser, será necesario aplicar +5V a la entrada destinada a este fin. Para ello, se puede usar la señal que controla el acoplo de la tierra virtual. De esa forma, el circuito de modulación se encontrará acoplado a los dispositivos ópticos, y la aplicación de una señal sinusoidal con las características descritas más adelante, nos permitirá generar una modulación en la potencia óptica de salida del láser.

### 2.3.2 Par diferencial

El par diferencial se encarga de realizar la modulación de la corriente del láser en función de la señal de entrada procedente del generador de funciones. Dicha señal ha de ser de tipo sinusoidal, con una amplitud máxima de 1.6Vpp y ha de tener un nivel de offset en torno a 1.5V.

No obstante, los valores indicados son de carácter orientativo, ya que lo idóneo será calibrar esta función de forma personalizada siguiendo estos pasos:

- 1) En primer lugar, se ha de equilibrar correctamente el par diferencial, esto es, que circule la misma corriente por las dos ramas del par. Para ello, se actuará sobre el potenciómetro  $R_{12}$ , que es el mostrado en la Figura 16. En esta operación se necesitarán dos voltímetros que se emplearán para medir la tensión en las resistencias  $R_6$  y  $R_7$ , ambas de  $5\Omega$ . El equilibrado se realizará con la existencia, únicamente, de corriente continua, por lo que se alimentará la placa como se explica en el apartado anterior para estos casos. A continuación se ajustará el potenciómetro de tal forma que ambos voltímetros marquen el mismo valor de tensión, lo que equivaldrá a que circula la misma corriente.

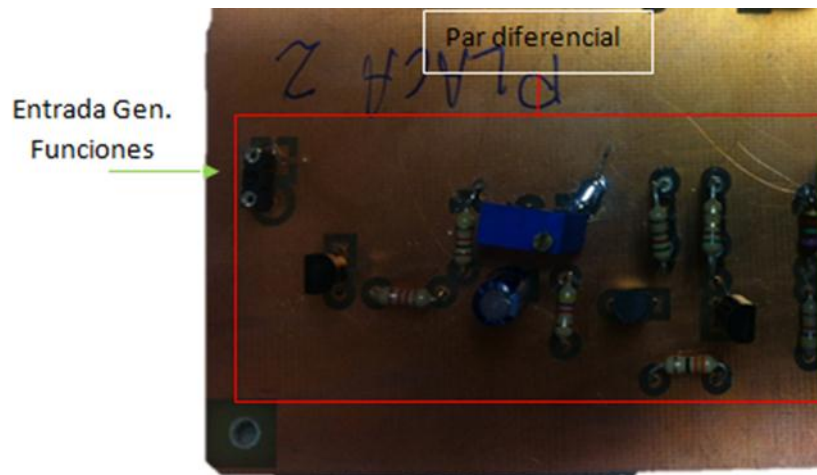


Figura 17. Detalle de la zona del par diferencial en la PCB.

- 2) Una vez realizado el paso anterior, el par diferencial estará preparado para funcionar con corriente alterna, para lo cual se alimentará el circuito que adapta la señal procedente del generador de funciones con una tensión continua de +5V (se puede puentear con la de control de tierra para simplificar el conexionado).

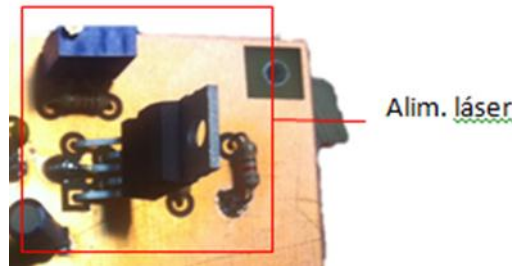
A continuación se introducirá una señal sinusoidal por la entrada destinada a ello y se establecerá como valor inicial de  $1.5V_{pp}$ . El siguiente paso será ir aumentando progresivamente el nivel de offset de la señal de generador de funciones mientras de forma simultánea se comprueba con el osciloscopio que las señales en los puntos de medida, indicados en la Figura 18, mantengan la forma de onda de la señal de entrada.



Figura 18. Puntos de medida importantes en el par diferencial.

### 2.3.3 Alimentación del láser

Para la alimentación del láser se emplea un regulador de arranque lento (con el fin de preservar el mismo). Para llevar a cabo el ajuste de tensión y corriente (valores de precisión), se hará uso del potenciómetro  $R_{20}$ , que aparece en la Figura 19.



*Figura 19. Zona de alimentación para el láser.*

En primer lugar se alimentará la placa para operar en corriente continua, tal y como se explica en el apartado 2.3.1. A continuación, se colocará el dispositivo que se va a emplear, el láser o el diodo led. Posteriormente, mediante el potenciómetro  $R_{20}$ , se regula el nivel de tensión, mientras se mide con un voltímetro.

### 2.3.4 Pruebas de funcionamiento

A continuación se detallan las pruebas que han de llevarse a cabo para verificar que el circuito diseñado cumple con las funciones implementadas:

- **Funcionamiento del control de tierra:** Para ello, el procedimiento que se ha seguido, ha sido conectar la tierra de la fuente y la señal de alimentación de +5V al conector del circuito impreso. Al mismo tiempo se ha medido con el polímetro en modo continuidad y se ha comprobado que cuando hay 5 voltios positivos en el conector, el plano de masa y la tierra de la fuente se encuentran cortocircuitadas.

Como ya se ha comentado en la parte de configuración del circuito, los 5 voltios han de aplicarse de forma que se vaya aumentando gradualmente desde los 0V a los 5V.



- **Emisión de potencia media:** En segundo lugar, se debe comprobar que la potencia emitida por el láser se encuentra dentro de unos márgenes aceptables en torno a la potencia de emisión que se ha fijado.

Para esta comprobación se ha realizado la medida con un medidor de potencia óptica que posee una entrada para fibra con conector ST, se ha obtenido un valor de 3.5dBm a la longitud de onda de emisión del láser, que si aplicamos la fórmula:

$$vi) \quad P(mW) = 10^{\left(\frac{P(dBm)}{10}\right)}$$

Obtenemos una potencia óptica de 2.2mW, valor dentro del rango esperado, puesto que hay que tener en cuenta las pérdidas que pueden producirse en la fibra, en los conectores, y los errores debido a las tolerancias de los componentes que fijan la potencia de emisión.

**Comprobación de la estabilización en potencia:** Para comprobar que efectivamente el láser esta estabilizado en potencia, se aplica aire caliente al dispositivo, lo que inicialmente conlleva una reducción de la potencia recibida en el medidor de potencia óptica, que es compensada en muy poco tiempo por el driver estabilizándose de nuevo en el valor prefijado.

- **Modulación del láser:** Para la comprobación del funcionamiento de la modulación se ha empleado un generador de funciones para excitar el par diferencial. En las diferentes pruebas se ha utilizado una onda sinusoidal de 10kHz, en la que se ha modificado su amplitud y el nivel de continua (*offset*).

En primer lugar, se ha modificado tanto el valor del offset como de la amplitud y se ha comprobado la calidad de la señal en el par diferencial. En la Tabla 6 se muestra un resumen con los resultados obtenidos:

<b>V<sub>pp</sub> (generador)</b>	<b>V<sub>offset</sub> (V)</b>	<b>Calidad de la señal</b>
1.2	0	Inexistente
1.2	0.5	Mala, mV <sub>pp</sub> recortados
1.2	1	Mala,
1.2	1.5	Media
1.2	2	Buena
1.3	2	Buena, mayor amplitud
1.4	2	Buena, mayor amplitud
1.5	2	Buena, mayor amplitud
1.6	2	Distorsión de la onda
1.7	2	Mayor distorsión

*Tabla 6. Tensiones de salida de la etapa de filtrado inicial.*

Como se puede observar, se distinguen tres tramos en la tabla, pudiendo identificar un pequeño rango de variación en el que la señal de entrada al par diferencial sería adecuada. Cabe destacar que para todas las amplitudes de las ondas se realizaron las pruebas con los 5 niveles de offset indicados en la primera medida. Sin embargo, en vista de que los datos arrojados eran muy similares a los de la primera medida, no se han incluido en la tabla.

El rango de variación permitido en cuanto a la amplitud de la señal sinusoidal puede ser mayor si aumentamos el nivel de offset de la misma. Esto sucede ya que los semiciclos negativos se recortan si la resta entre el nivel de offset y el valor de la amplitud de la onda no es suficiente como para mantener el transistor en activa. Esto se ajustará según las necesidades que tengamos en la transmisión.

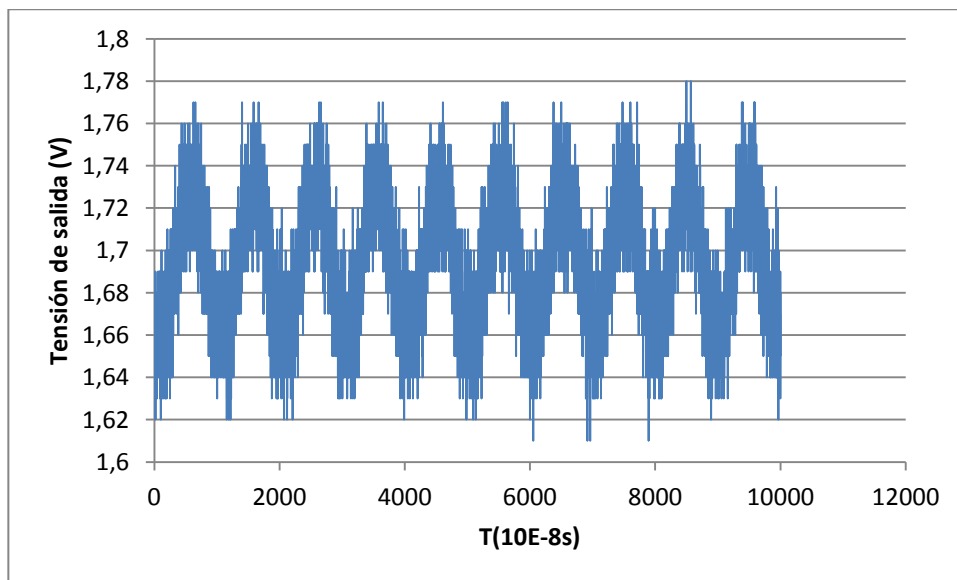
En segundo lugar, se realizan pruebas para analizar la respuesta del par diferencial de forma experimental. Estas pruebas consistirán en variar la amplitud del generador de funciones y el nivel de offset, en busca de una señal suficiente a la salida del par. Los resultados obtenidos se resumen en la Tabla 7.

$V_{pp}$ (generador)	$V_{offset}$ (V)	$V_{pp}$ (salida del par)
1.5	0	Onda recortada
	0.5	Onda recortada
	1	Algo distorsionada (80mVpp)
	1.5	100mVpp
	2	100mVpp
1.8	0.5	Onda recortada
2.1	1	Algo distorsionada (150mVpp)
2.4	1.5	150mVpp (saturada)
2.7	2	150mVpp (saturada)
3.0	2	150mVpp (saturada)

*Tabla 7. Tensiones de salida del par diferencial.*

A continuación se presenta una muestra de las medidas realizadas con un osciloscopio digital, los datos obtenidos han sido importados a un ordenador para su posterior análisis.

En primer lugar, se muestra la salida cuando se aplica una señal sinusoidal de 10kHz, con una amplitud de  $1.5V_{pp}$  y con un nivel de offset de 1.5V. Estos valores se corresponden a una señal perteneciente al primer tramo verde de la tabla. El resultado obtenido se muestra en la Figura 20.



*Figura 20. Forma de onda de salida del par diferencial con offset.*

En la Figura 21 se ha eliminado el offset a la señal anterior para que se aprecie mejor su forma de onda

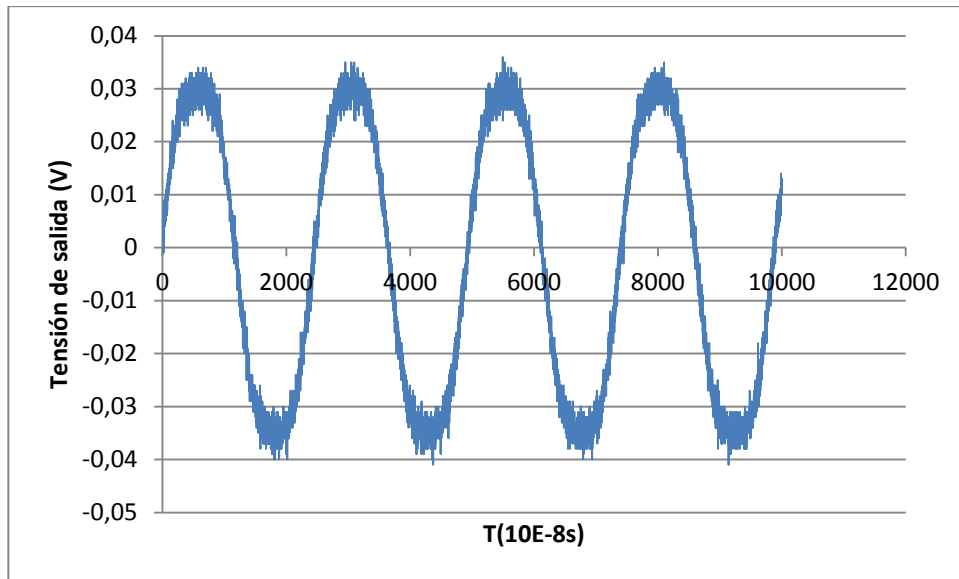


Figura 21. Forma de onda de salida del par diferencial sin offset.

En segundo lugar, se muestra la salida cuando se aplica una señal sinusoidal de 10kHz, con una amplitud de  $3V_{pp}$  y con un nivel de offset de 2V. Estos valores se corresponden a una señal perteneciente al segundo tramo verde de la tabla. El resultado obtenido se muestra en la Figura 22.

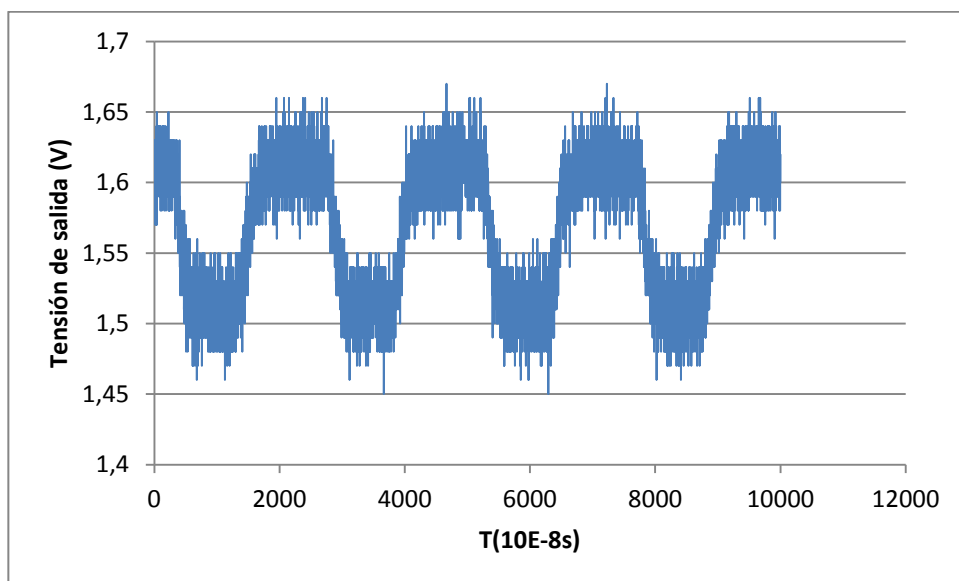
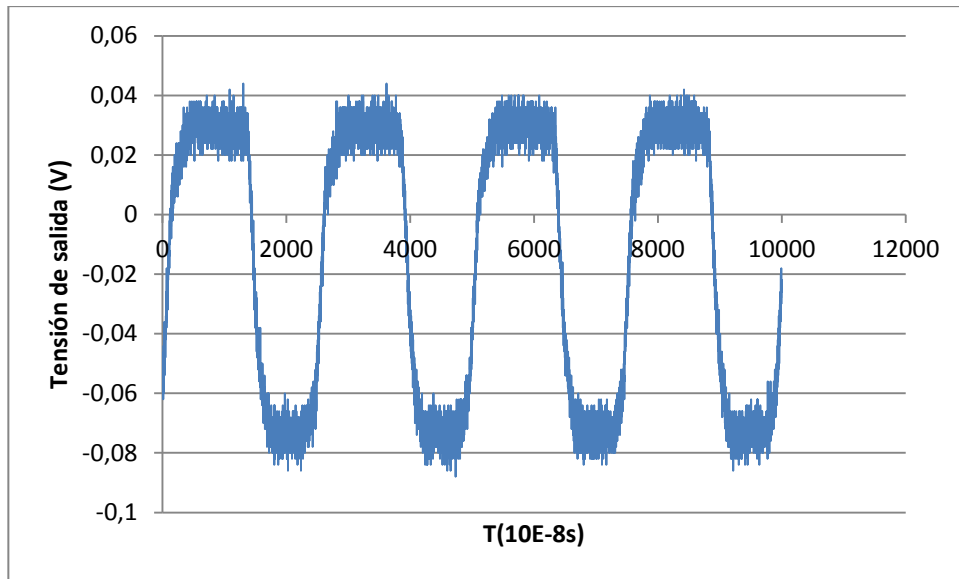


Figura 22. Forma de onda de salida del par diferencial saturada con offset.

En la Figura 23 se ha eliminado el offset a la señal anterior para que se aprecie mejor su forma de onda.



*Figura 23. Forma de onda de salida del par diferencial saturada sin offset.*

Cabe destacar que la señal obtenida no mantiene exactamente la forma original, si bien servirían para modular el láser. Tal y como se presentará en el Capítulo 3, es suficiente con aplicar una amplitud de  $100\text{mV}_{\text{pp}}$  para que sean detectadas correctamente en la etapa de recepción. Dicho valor de tensión se corresponde con las señales presentadas en las Figuras 20 y 21.

# **Capítulo 3**

## **Diseño de la electrónica de detección**

De igual forma que en el capítulo anterior, se procede a analizar las características que ha de tener el sistema detector. Una vez identificados los requisitos, se propondrá un diagrama de bloques y se realizará el análisis de cada uno de los bloques con mayor detalle.

### 3.1 Requisitos del circuito receptor

En primer lugar, la señal que llegue a la etapa receptora será de carácter débil, debido a las pérdidas que se producen tanto en la fibra óptica, como en los conectores. Por esta razón, una vez convertida la potencia óptica incidente a corriente eléctrica mediante el fotodiodo, será necesaria su amplificación para poder obtener valores más significativos.

En segundo lugar, la señal procedente del fotodiodo posee un nivel de continua que se corresponde con el valor medio de potencia óptica recibida. Para el posterior tratamiento de la señal es conveniente eliminar dicha componente continua, para lo que se empleará un filtro paso alto.

A continuación, se introducirá una segunda etapa de amplificación. En esta etapa se amplificarán las señales que tengan una frecuencia igual a la de referencia, que se corresponderá con la señal del generador.

Para finalizar el tratamiento de la señal recibida, se implementará un filtro paso bajo de cuatro polos, con el propósito de eliminar los armónicos a frecuencias múltiplos de la frecuencia de trabajo.

No obstante, al igual que en el circuito impreso de la etapa de emisión, existe la necesidad de alimentar los componentes que lo forman. Mientras que en el resto de etapas permite un mayor rango de tensiones de alimentación, el requisito que impone la última etapa, con un rango de tensiones de  $\pm 2.76V$  a  $\pm 5V$ , ha causado que se opte por emplear una fuente de alimentación de  $\pm 5V$  para todo el sistema receptor.

A la hora de elegir los componentes que formarán las etapas de amplificación, demodulación y filtrado (sobre todo a la primera de ellas), será necesario apoyarse en un pequeño análisis del ruido existente en el circuito. Este ruido consta de diferentes componentes, que en algunos casos dependen de la frecuencia.

En primer lugar, se explica cada una de estas componentes así como su dependencia:

**$I_{shot}$ :** La llamada corriente de disparo del fotodetector, depende de la corriente que circule por el fotodiodo, y viene determinado por la siguiente expresión:

$$vii) I_{shot} = \sqrt{2 * q * I_{phd} * f}$$

Donde  $q$  es la carga del electrón,  $1.6E-19J$  y  $f$  el ancho de banda del sistema receptor.

Para obtener un sensor con la resolución requerida, fijaremos la mínima variación de corriente que debe producirse en el fotodiodo y le aplicaremos un factor de seguridad igual a 10, que se ha estimado de la siguiente forma:

Actualmente, la potencia mín. que se puede recibir es de  $-8,02dBm$ , y la potencia máx  $-7,76dBm$  [1].

Convertido a Watios, son  $157,7\mu W$  y  $167,5\mu W$  respectivamente. En este rango vamos a tomar 25 medidas, ya que la resolución del sensor es de  $\pm 2^\circ C$  y el rango a medir de  $50^\circ C$  por lo que:

$$viii) \Delta P = \frac{P_{\max} - P_{\min}}{25} = 0.392\mu W$$

Por lo que suponiendo una Sensibilidad del fotodiodo de unos  $0.4A/W$  (valores típicos de sensibilidad de fotodiodos a  $650nm$ ), supone unas variaciones de  $0,16\mu A$ . Aplicando un factor de seguridad de 10, se nos queda en  $16nA$ . Este valor será el que tomemos para el cálculo de las corrientes de ruido “Shot”.

- **$I_{\text{therm}}$** : Se trata de las corrientes parásitas que se producen por efecto del aumento de temperatura, dependiendo de la siguiente forma:

$$ix) I_{th} = \sqrt{4 * k * T * \frac{f}{Rd}}$$

Donde  $k$  es la constante de Boltzman y es igual a  $1.38E-23JK^{-1}$ ,  $f$  es el ancho de banda del sistema receptor, y “ $Rd$ ” se extrae como un valor medio de diferentes hojas de características y se ha estimado fija de valor  $5M\Omega$ .

- **$I_{\text{dark}}$** : La corriente de oscuridad, es el valor de corriente que circula por el fotodiodo cuando éste no recibe ninguna potencia óptica. Para la realización de los cálculos se ha obtenido de las hojas de características un valor de  $2nA$ . Al igual que los parámetros anteriores, depende del ancho de banda del sistema receptor, y se puede calcular empleando la siguiente fórmula:



$$x) \quad I_{dark} = \sqrt{2 * q * I_{dark} * f}$$

La suma cuadrática de todas estas corrientes da lugar a la Potencia Equivalente de Ruido o NEP (“Noise Equivalent Power”), muy a tener en cuenta en sistemas de medida remotos [15].

Realizando un pequeño estudio, se pueden calcular distintos niveles de NEP para tres décadas diferentes de frecuencia y determinar que el nivel de ruido existente no conllevará problemas en cuanto a la resolución del dispositivo.

BW	ISHOT (A/ $\sqrt{Hz}$ )	ITHERMAL (A/ $\sqrt{Hz}$ )	IDARK (A/ $\sqrt{Hz}$ )	NEP (A/ $\sqrt{Hz}$ )
100Hz	7.16E-13	5.74E-13	2.53E-13	9.51E-13
1kHz	2.26E-12	1.81E-12	8E-13	3.008E-12
10kHz	7.16E-12	5.74E-12	2.53E-12	9.51E-12

*Tabla 8. Componentes de ruido electrónico según frecuencia.*

## 3.2 Diagrama de bloques del circuito receptor

En la Figura 24 se ilustra el diagrama de bloques que se ha establecido tras analizar las características anteriores del sistema fotodetector.

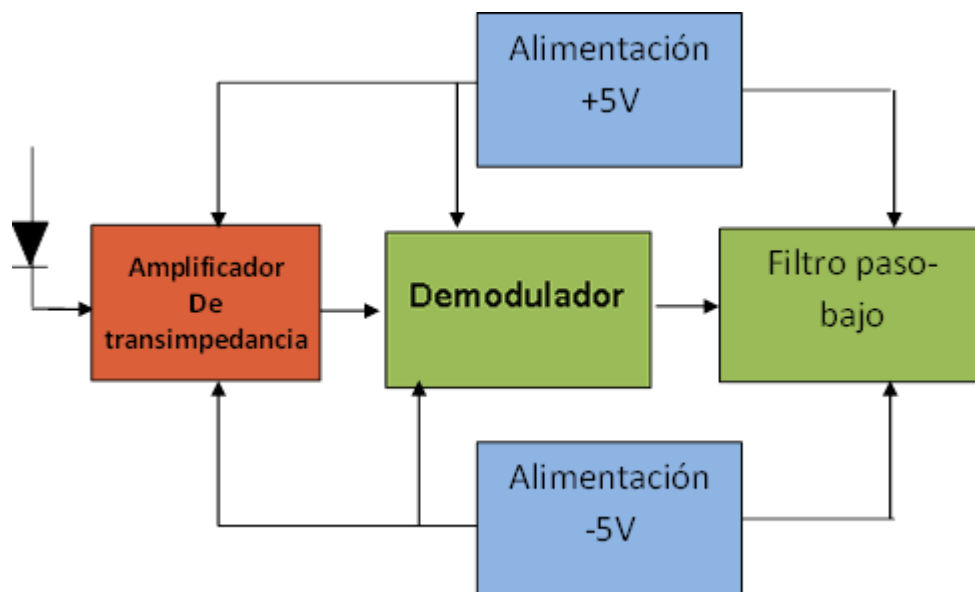


Figura 24. Diagrama de bloques del circuito receptor.

El amplificador de transimpedancia se encarga de amplificar y transformar la corriente generada en el fotodiodo en tensión.

Por su parte, el demodulador detectará si la señal recibida por el fotodiodo se trata de una señal modulada desde el emisor, o por el contrario es ruido.

Por último, la misión del filtro paso bajo es la de eliminar todas las componentes de frecuencia superior que puedan existir (armónicos) y transformar las variaciones de amplitud de la onda en variaciones de corriente continua.

### 3.2.1 Circuitos de alimentación

El valor de tensión de alimentación viene determinado por el filtro paso bajo situado a la derecha del diagrama de bloques. Esto es así debido a que el filtro paso bajo, explicado en el apartado 3.2.5, se ha implementado mediante un circuito integrado cuyo rango de tensiones de alimentación es de  $\pm 2.73\text{V}$  a  $\pm 5\text{V}$ . Mientras que el resto de componentes, como son el amplificador de transimpedancia y el demodulador, poseen un rango de alimentación que comienza desde los  $\pm 5\text{V}$ .

#### Alimentación positiva

El circuito encargado de suministrar  $+5\text{V}$  al sistema receptor, será el mismo que se utiliza para alimentar los componentes en la placa emisora [9].

Este circuito es idéntico al mostrado como ya se vio en el apartado 2.2.1. Su esquemático es idéntico y el cálculo de resistencias se realiza del mismo modo al descrito en dicho apartado, y como ya se mencionó, posee funciones de arranque lento.

#### Alimentación negativa

Para entregar tensión negativa a los integrados del sistema, se utilizará el LM337 [9]. Este regulador de tensión recibe tensión negativa a su entrada y suministra un valor de tensión también negativa, menor que la de la entrada. Posee un rango de variación de tensiones de salida entre  $-1.2\text{V}$  y  $-37\text{V}$ , por lo que cumple los requerimientos del sistema.

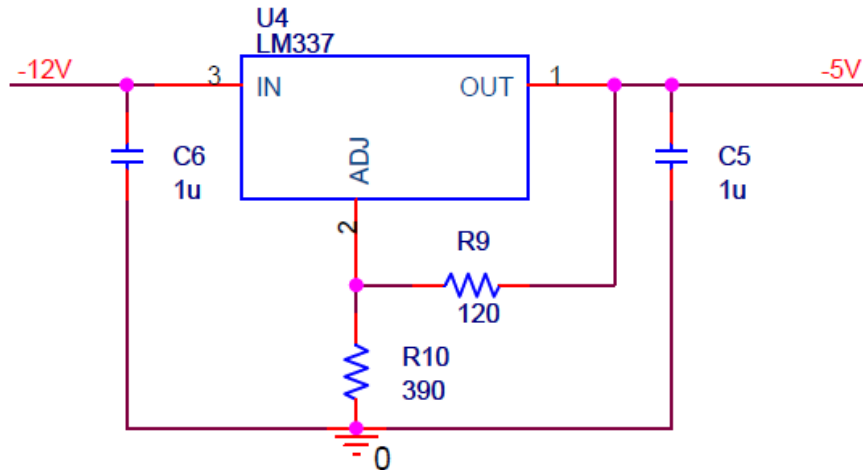


Figura 25. Esquemático de la alimentación negativa.

El valor de tensión a la salida se ajusta mediante la variación de las dos resistencias que se observan en la Figura 25.

Para ajustar el valor de estos componentes se utiliza la ecuación mostrada a continuación, que tiene un funcionamiento análogo al regulador que se encarga de suministrar tensión positiva.

$$\text{xi)} \quad -V_{out} = -1.25V * \left(1 + \frac{R_{10}}{R_9}\right) - I_{adj}(R_{10})$$

No obstante lo más recomendable es instalar un potenciómetro en el lugar de  $R_{10}$ , ya que según la experiencia obtenida, el ajuste de la tensión de salida se podrá hacer con mayor precisión para trabajar con un valor de tensión de entrada predeterminado.

### 3.2.2 Fotodiodo

Para detectar las variaciones de potencia que se puedan producir a lo largo de la fibra se instalará un fotodiodo a fibra óptica.

Este fotodiodo ha sido elegido por dos razones principales que radican en la longitud de onda (650nm) y la disponibilidad en el laboratorio.

En cuanto a la primera cabe destacar que posee aproximadamente (dependiendo de la temperatura de trabajo) unos 0.6 A/W, el cuál es un buen valor para la longitud de onda de trabajo.

El segundo parámetro fue clave para la elección del componente, ya que se encontraba disponible inmediatamente.

Por lo que el fotodiodo elegido finalmente es de la casa Harting, optimizado para una longitud de onda de trabajo de 660nm (muy próxima a la deseada) y con encapsulado a fibra ST.

### **3.2.3 Filtro paso alto**

En el circuito receptor es necesario la implementación de dos filtros paso alto para diferentes señales de entrada pero por la misma razón. La necesidad es la de eliminar las componentes de continua de ambas señales recibidas.

Una de estas señales es la del generador de funciones (señal de referencia para el amplificador “Lock-in”), mientras que la otra es la propia señal del fotodiodo.

La primera de estas señales se filtra por razones de hardware, ya que el circuito integrado del amplificador AD630 especifica que la señal introducida como señal de referencia no puede contener un nivel de offset.

Por otra parte la señal del fotodiodo se filtra para evitar los fenómenos de saturación en la etapa de amplificación que le prosigue.

La frecuencia de corte elegida ha sido muy baja, para evitar que en algún momento se pierda información y es de 10Hz. Quedando el esquemático como el de la Figura 26.

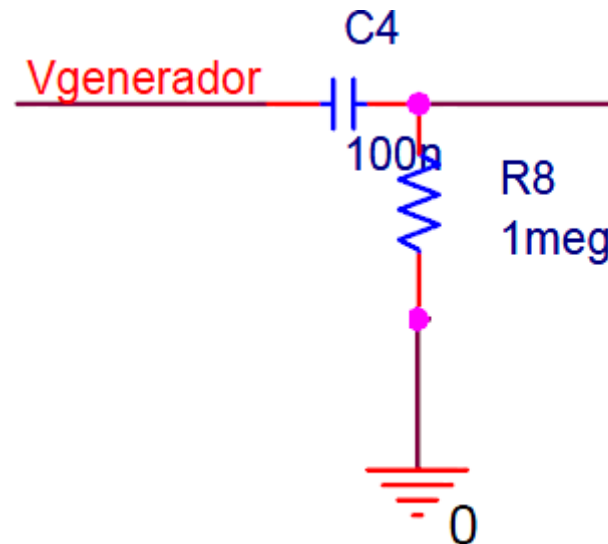


Figura 26. Esquemático del filtro paso alto.

### 3.2.4 Amplificador de transimpedancia

La primera etapa de amplificación en un sistema receptor de señal óptica, es una etapa de gran importancia. Ya que ha de transformar las variaciones de corriente del fotodiodo en variaciones de tensión.

Este hecho podría llevarse a cabo directamente si analizamos el comportamiento del fotodiodo con la instalación de una resistencia entre el ánodo del mismo y la masa del circuito. No obstante, esta solución causa mayor nivel de ruido en el al resto de etapas y terminaría por ser contraproducente a la hora de adquirir la señal.

Por estas razones se utiliza el amplificador de transimpedancia, que se implementan con un amplificador operacional, con una resistencia de realimentación. En la Figura 27 se muestra el esquema empleado. Se ha optado por emplear un amplificador operacional LF356 [16], que está especialmente indicado para su utilización en aplicaciones de bajo ruido.

La ganancia de este circuito se encuentra determinada por el valor de la resistencia de realimentación, ya que:

$$\text{xii) } V_{out} = I_{fotodiodo} * R_{14}$$

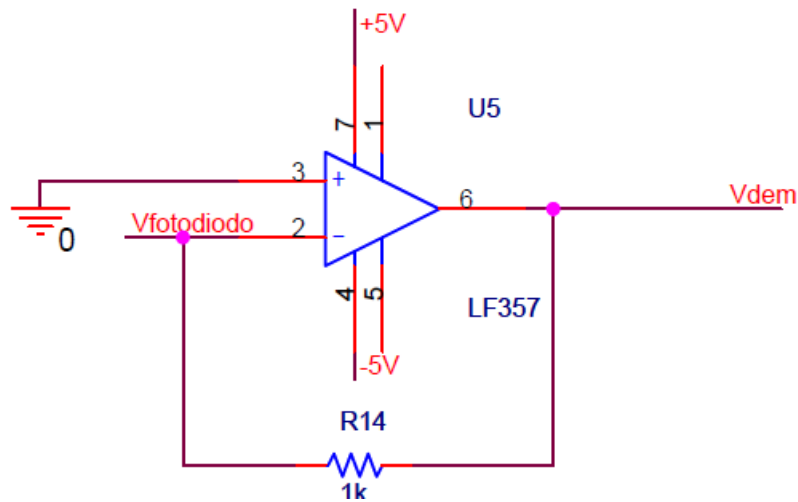


Figura 27. Etapa de amplificador de transimpedancia.

La ganancia obtenida en esta etapa es de  $250(\text{V/A})$ , por lo tanto tras pasar esta etapa, las variaciones de corriente existentes en el fotodiodo habrán sido transformadas a variaciones de tensión. Posteriormente habrá que realizar un filtrado de la tensión continua para poder ser demodulada.

### 3.2.5 Demodulador

Para obtener la frecuencia de la señal modulada transmitida en la onda emitida por el láser, se utilizará un demodulador. La parte encargada de realizar esta función estará implementada por un AD630 [17], que se trata de un modulador de alta precisión entre cuyas aplicaciones se pueden encontrar: procesamiento de señales, modulación y demodulación, detección síncrona, detección de fase, la detección de cuadratura, detección de fase sensible, bloqueo en la amplificación y multiplicación de onda cuadrada. Para esta aplicación se empleará como *lock in amplifier*.

Este tipo de amplificadores se emplean para separar una señal débil de banda estrecha del ruido con el que interfiere. Actúan como un detector y filtro paso banda estrecho de forma combinada. Compara la señal de entrada con la de referencia y se queda únicamente con la frecuencia que coincide con la misma, amplificándola ligeramente. Es por ello que permite

recuperar señales que presentan una gran cantidad de ruido. En la Figura 28 se muestran las formas de onda presentes en un *lock-in amplifier* implementado con el integrado AD630.

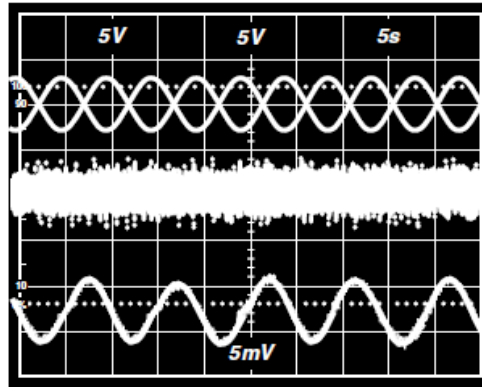


Figura 28. Forma de onda de salida en configuración Lock-in Amplifier.

Donde la primera de las señales una señal modulada que se desea recuperar, la segunda se corresponde con la señal de entrada, que es la señal modulada atenuada a la que se le ha añadido ruido, y la última traza es la señal de salida.

Para asegurarnos de que la elección de la configuración es la correcta, se ha realizado un pequeño estudio en el que se analiza tanto la ganancia de como la capacidad de aislamiento frente a ondas con componentes con diferentes frecuencias.

Los resultados se resumen en la Tabla 9, y se muestran gráficamente en la Figura 29.

Vinlock-in (Vpp)	Vout (Vpp)
1,56	3,72
1,84	4,16
2,04	4,64
2,32	5,12
2,52	5,64
2,72	6,08
2,96	6,32
3,2	6,68
3,44	6,84
3,68	7,04

Tabla 9. Tensiones de salida en configuración Lock-in Amplifier.



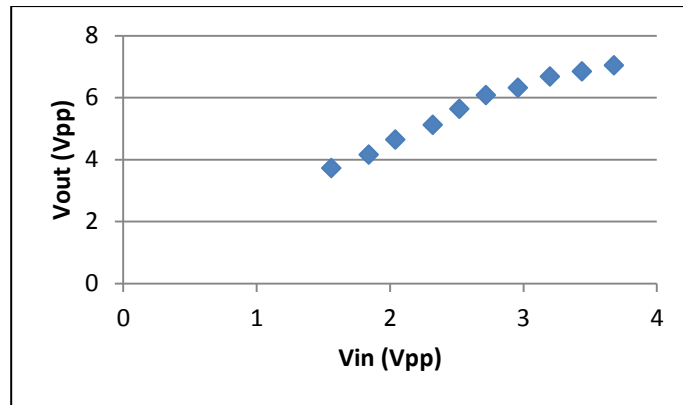


Figura 29. Gráfica de ganancia en configuración Lock-in Amplifier.

La ganancia que se obtiene es aproximadamente de unos 2V/V.

Para analizar la capacidad de aislamiento, o la forma en la que afecta la existencia del ruido. Se introducen dos ondas de distintas frecuencias, y se usa una de ellas como señal de referencia. Se miden las tensiones de salida para diferentes niveles de tensión a la entrada en ambas señales. De los resultados se obtiene que el esquema aísla de forma efectiva la señal de la existencia de ruido.

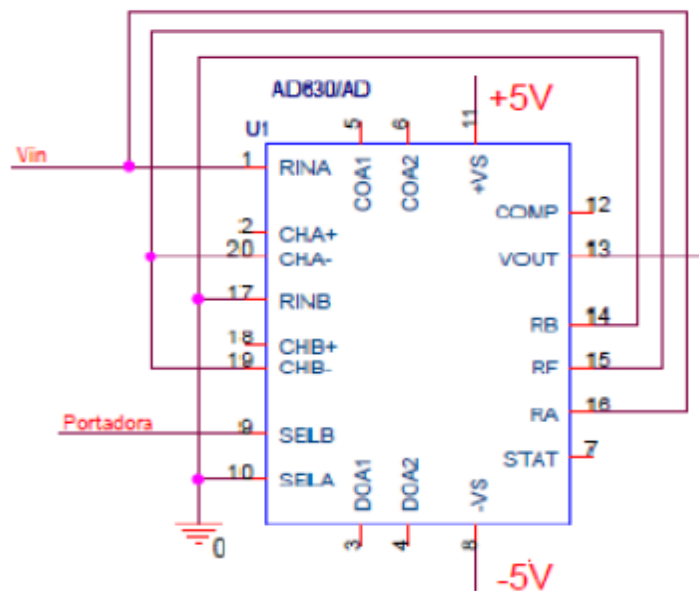


Figura 30. Modo de conexión en configuración Lock-in Amplifier.

### 3.2.6 Filtro paso bajo

Para eliminar la frecuencia de la moduladora y quedarnos así con las variaciones debidas a los cambios del sensor (más lentos que los de la onda moduladora), instalamos un filtro paso bajo.

Existen numerosos circuitos integrados en el mercado que permiten realizar esta función. No obstante, en algunos casos las frecuencias de corte seleccionables se encuentran limitadas según el mismo.

Por esta razón se ha elegido el modelo 1563 de Linear Technology [18] que permite programar la frecuencia de corte hasta los 256kHz. Para programar esta frecuencia de corte se hará uso de las hojas de características del integrado, donde se encuentra la expresión que relaciona el cálculo de la resistencia con la frecuencia de corte deseada:

$$\text{xiii)} \quad R = 10k \left( \frac{256\text{kHz}}{f_c} \right)$$

La elección de la frecuencia de corte se realizará observando la respuesta del filtro. Ésta puede encontrarse en las hojas de características según se muestra en la Figura 31.

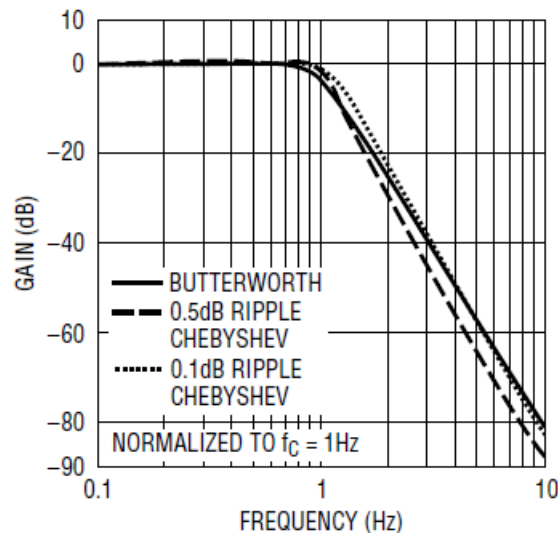


Figura 31. Diagrama de bode teórico del filtro paso bajo de cuatro polos.

Teniendo en cuenta que por cada década, la ganancia baja 80 dB, será suficiente con que la frecuencia de corte se fije en torno a 2,56kHz (se elige

este valor exactamente con el fin de que las resistencias a instalar sean de un valor comercial fácilmente localizable).

El montaje implementado será también el que se sugiere en las hojas de características, mostrado en la Figura 32. Hay que destacar que el valor de las resistencias será de  $1M\Omega$  según la fórmula anterior:

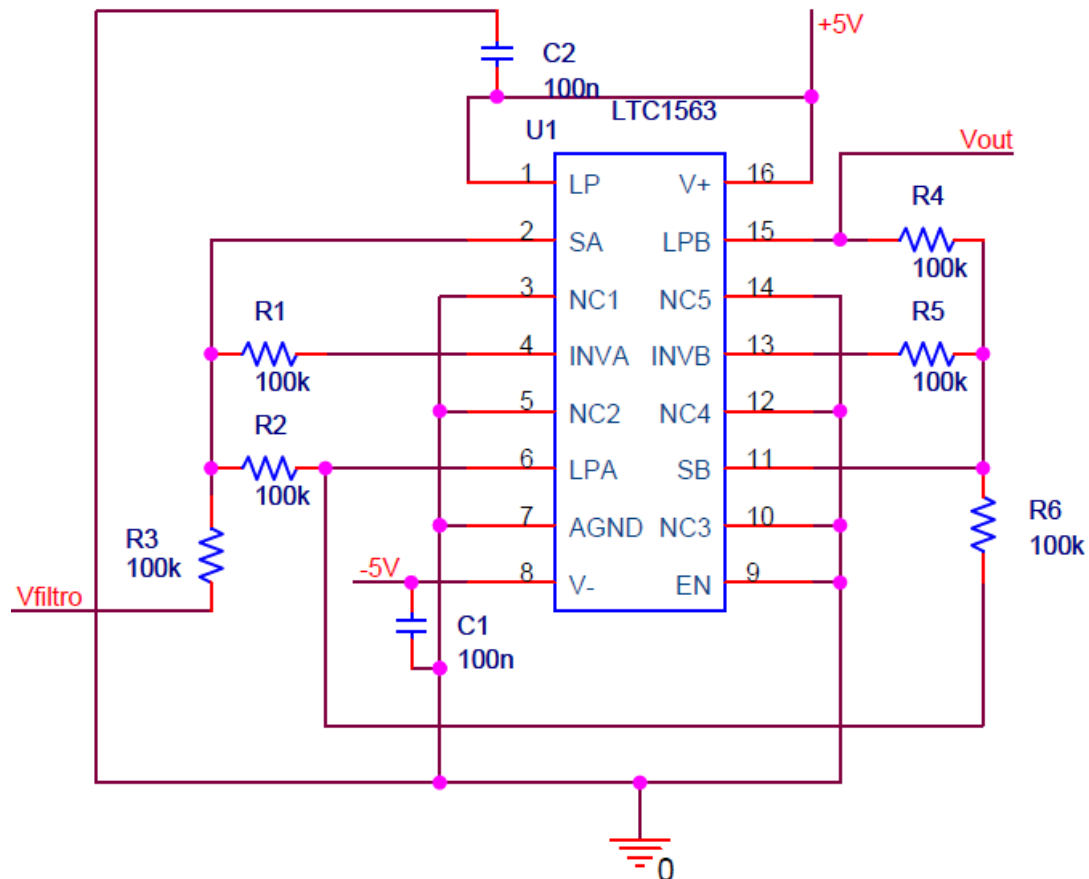
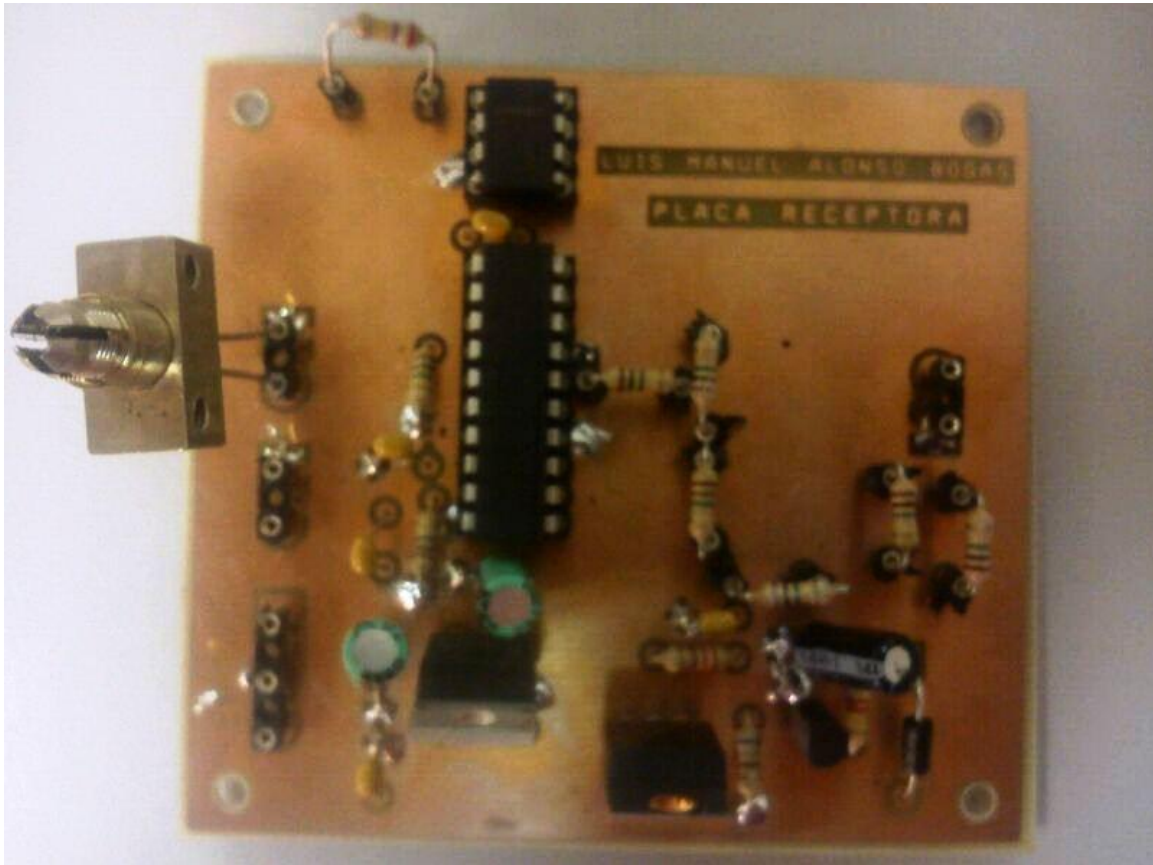


Figura 32. Esquemático de filtro paso bajo de cuatro polos.

### 3.3 Resultado final y configuración

De igual manera que en la placa de emisión, todos los bloques descritos con anterioridad se integran en una única placa de circuito impreso. En la Figura 33 se muestra el resultado final del circuito receptor.



*Figura 33. Placa PCB resultante para la detección.*

En este caso, el nivel de configuración a realizar será menor que para el circuito emisor, ya que las ganancias vienen prefijadas, a excepción del circuito de transimpedancia, cuya ganancia se ajustará de forma experimental.

Con el fin de comprobar el funcionamiento del circuito montado, se han llevado a cabo una serie de pruebas, inicialmente etapa a etapa y posteriormente en su conjunto. A continuación, se explica detalladamente tanto las conexiones a realizar para poner en marcha el circuito impreso, como los test de configuración realizados sobre el mismo.

### 3.3.1 Conexiones de alimentación

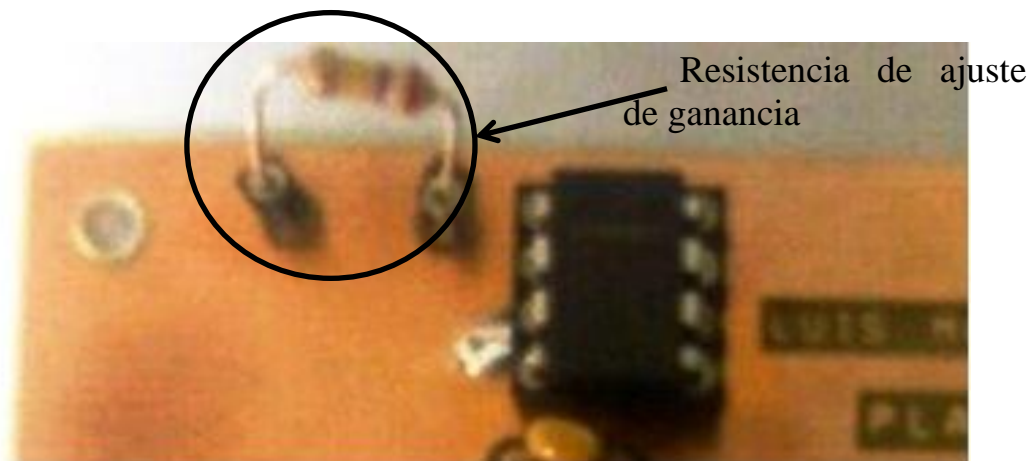
En este caso, el modo de alimentación no es tan crítico como en el circuito emisor, donde hay que seguir los pasos indicados para conectar la alimentación.

En el circuito receptor encontraremos una alimentación compuesta por tres pines de conexión. En estos pines se debe conectar la fuente de alimentación con las salidas de tensión positiva y negativa (según corresponda) y tierra. La tensión de alimentación debe fijarse en  $\pm 5V$  para el correcto funcionamiento del módulo.

### 3.3.2 Amplificador de transimpedancia

Se trata de la primera etapa de amplificación. Se emplea para conseguir que la débil corriente generada por el fotodiodo se transforme en una señal de tensión con unos niveles significativos de voltaje, con el menor nivel de ruido y distorsión posible. Es decir, que el amplificador no se sature para los valores máximos esperados de corriente recibida o por el contrario no detecte variaciones de potencia óptica por falta de resolución.

Para garantizar todo ello, se ajustará la ganancia modificando la resistencia que se observa en la Figura 34.



*Figura 34. Zoom de la resistencia para ajustar ganancia del amplificador.*

La variación de esta resistencia no tiene únicamente efecto sobre la ganancia final del circuito, sino que puede llegar a limitar el ancho de banda del amplificador. Este efecto se produce debido a la capacitancia del fotodiodo, por lo que habrá que tener especial cuidado también con este

aspecto. El ancho de banda que posee el circuito es de 2MHz para la resistencia final instalada en el zócalo (250k $\Omega$ ).

En el montaje, dicha resistencia se escogerá de forma experimental cuando se utilice el fotodiodo. De momento, en esta etapa de pruebas, el objetivo es corroborar el correcto funcionamiento del circuito, para lo cual se obtienen los siguientes valores con una resistencia de 620 $\Omega$ . Valor menor al que se empleará debido al efecto del ancho de banda y a la potencia de la señal óptica (más débil).

Vin (mVpp generador)	RF ( $\Omega$ )	Vout (Vpp)
50	620	1,56
60	620	1,84
70	620	2,04
80	620	2,32
90	620	2,52
100	620	2,72
110	620	2,96
120	620	3,2
130	620	3,44
140	620	3,68
150	620	3,92
160	620	4,16
170	620	4,4
180	620	4,64
190	620	4,88
200	620	5,08
210	620	5,32
220	620	5,6
230	620	5,8
240	620	6,04
250	620	6,16

***Tabla 10. Datos experimentales del amplificador de transimpedancia.***

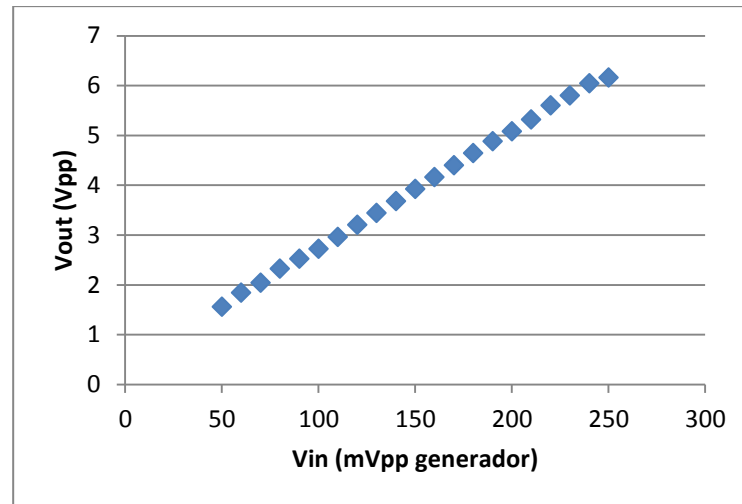


Figura 35. Gráfica de salida del amplificador de transimpedancia.

En la Tabla 10 se presentan los valores experimentales medidos para distintas amplitudes de la señal de entrada, mientras que en la Figura 35 se muestran de forma gráfica.

Como se puede observar, los datos obtenidos reflejan una linealidad muy buena, por lo que se puede asegurar un buen funcionamiento en esta etapa.

Debido a la sencillez de filtro paso alto, se ha optado por no realizar una prueba específica del mismo.

### 3.3.3 Demodulador

Se ha verificado el comportamiento del circuito montado en el circuito impreso. Los resultados obtenidos son muy similares a los datos obtenidos teóricamente. En este apartado se incluirán los resultados obtenidos en cuanto a la calidad de onda de salida en presencia de ondas superpuestas de diferentes frecuencias. Datos que se reflejan en la Tabla 11.

ONDA AUXILIAR f = 30kHz	ONDA DE REFERENCIA f = 10kHz									
	Vin	0.01	0.5	1	1.25	1.5	1.75	2	2.25	2.5
	0.01	0.020	1	1.99	2.48	2.96	3.46	3.97	4.47	4.96
	0.5	0.020	1	1.99	2.48	2.96	3.47	3.98	4.49	4.97
	1	0.022	1	2.01	2.51	2.97	3.48	4.00	4.51	5.00
	1.5	0.022	1.03	2.03	2.52	2.98	3.51	4.00	4.52	5.02
	2	0.023	1.03	2.04	2.53	3.02	3.53	4.02	4.52	5.04
	2.5	0.024	1.03	2.04	2.53	3.04	3.53	4.03	4.54	5.05

Tabla 11. Datos experimentales de aislamiento de ruido del Lock-in Amplifier.

Donde se puede observar que la mayor diferencia con respecto a la salida esperada es la que se obtiene en la última medida, ya que la salida ha de ser de 5V y en realidad es de 5.05V, lo que supone un error de un 1%.

### 3.3.4 Filtro Paso Bajo

La última etapa de filtrado tiene como función la de eliminar las variaciones de la amplitud de la señal a la salida del amplificador “lock-in” dejando únicamente un nivel de tensión continua. Para ello se ha diseñado un filtro de cuatro polos con una frecuencia de corte fijada en 2.56kHz, como ya se ha comentado en el diseño, visto en el apartado 3.2.4.

En esta etapa es necesario realizar dos comprobaciones:

- Por un lado, se lleva a cabo la caracterización del filtro, que consiste en verificar que el ancho de banda diseñado se corresponde con el implementado y que la ganancia del filtro (si éste la tuviera) posee el valor fijado.

A continuación, en la Tabla 12, se muestran los datos obtenidos en el laboratorio para la caracterización del filtro. En la Figura 36 se muestran los datos en un diagrama de bode con la ganancia en dB.

Frecuencia (kHz)	Ganancia (dB)
0	0
2,56	0
5	-17,3
7	-24,304
10	-34,72
12,5	-43,4
15	-52,08
17,5	-60,76
20	-69,44
22,5	-78,12
25,6	-79.86

*Tabla 12. Ganancia experimental del filtro paso bajo de cuatro polos.*



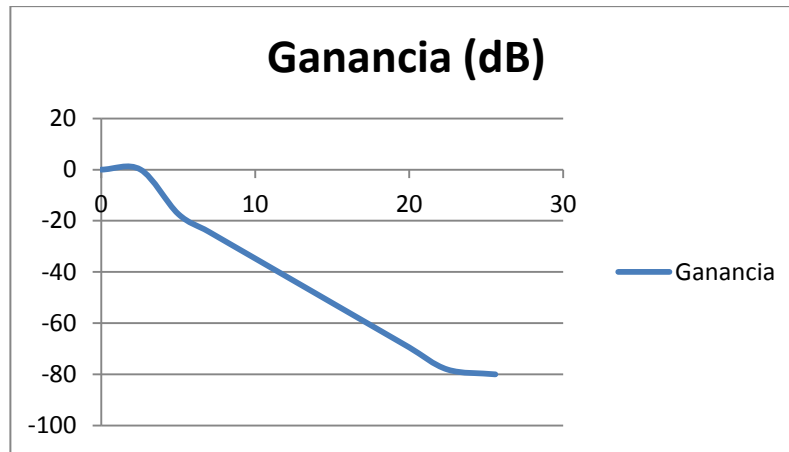


Figura 36. Ganancia experimental del filtro paso bajo.

Se puede considerar que los datos se encuentran dentro de lo esperado, ya que la atenuación de la onda se aproxima a lo que se debería de producir teóricamente, descendiendo en torno a unos 80dB/déc debido al efecto de los cuatro polos introducidos.

### 3.3.5 Circuito completo

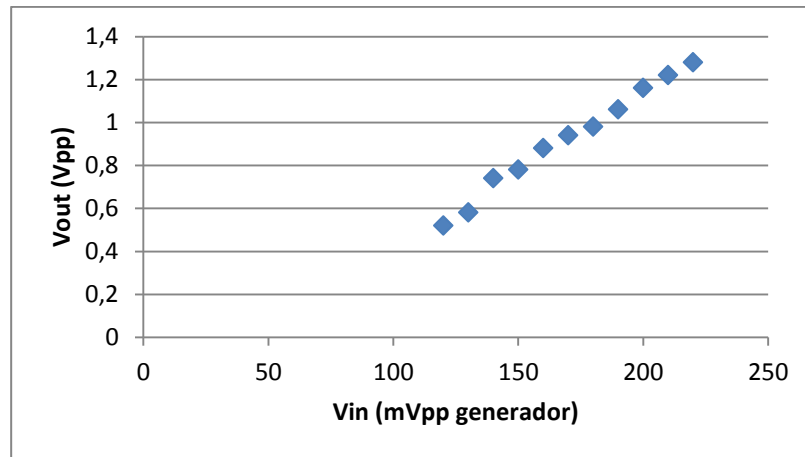
Finalmente, se han llevado a cabo las pruebas de funcionamiento del sistema receptor completo. Se ha comprobado que el circuito posee una respuesta lineal y el rango de la misma.

En este caso los resultados quedan de la siguiente forma:

Vincircuito (mVpp generador)	Voutfiltro (V)
120	0,52
130	0,58
140	0,74
150	0,78
160	0,88
170	0,94
180	0,98
190	1,06
200	1,16
210	1,22
220	1,28

Tabla 13. Respuesta del circuito receptor final.

En la Tabla 13 se presentan los resultados obtenidos, mientras que en la Figura 37 se muestran de forma gráfica.



*Figura 37. Ganancia experimental del circuito receptor.*

Los resultados presentados se han realizado con una resistencia en el amplificador de transimpedancia de  $620\Omega$ . Con esta resistencia, la señal llegaba al filtro paso bajo situado al final del circuito con una amplitud de 50mVpp, que es un valor insuficiente para ser apreciada a la salida del mismo. Es decir, el filtro comienza a funcionar de forma lineal en torno a los 120mVpp de señal a la entrada para la ganancia configurada en la primera etapa. Lo cual no es indicativo de que si se aumenta dicha ganancia el filtro no funcione correctamente para amplitudes de entrada menores.

No obstante, se puede asegurar que para que el filtro funcione en la zona lineal, la señal de entrada al mismo ha de situarse sobre los 1.6V que es la señal que hay a la salida de la etapa demoduladora con la configuración anteriormente descrita.

# Capítulo 4

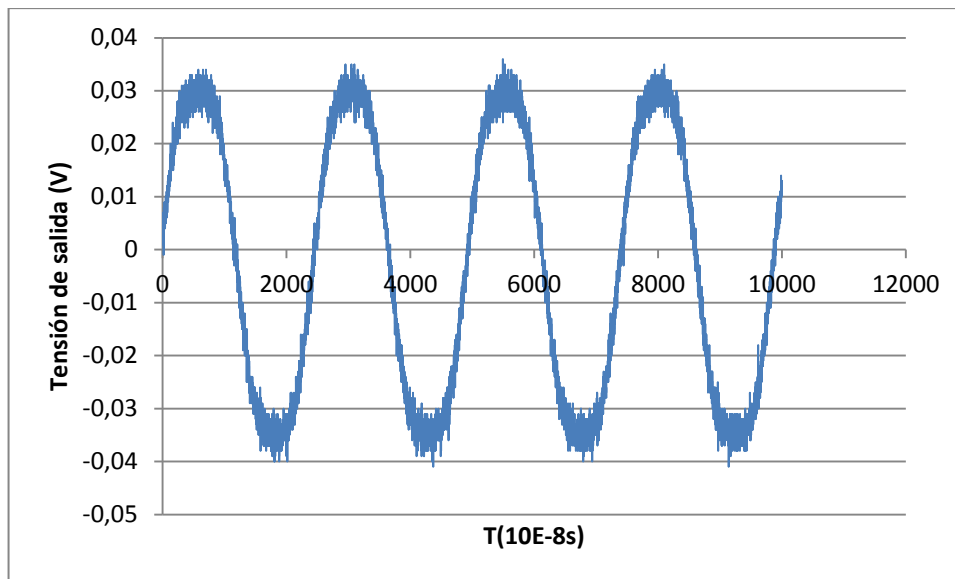
## Pruebas de funcionamiento del sistema completo

Una vez comprobados cada uno de los dos sistemas por separado, se ha realizado la prueba del sistema completo.

En primer lugar, se ha seguido el procedimiento para la alimentación de los dos circuitos.

A continuación, se incluirán las pruebas obtenidas en los diferentes puntos de medida: la entrada del circuito (ánodo del fotodiodo), la salida del amplificador de transimpedancia, la salida del amplificador “lock-in” y por último, la salida del circuito final, que se corresponde con la salida del filtro paso bajo de cuatro polos.

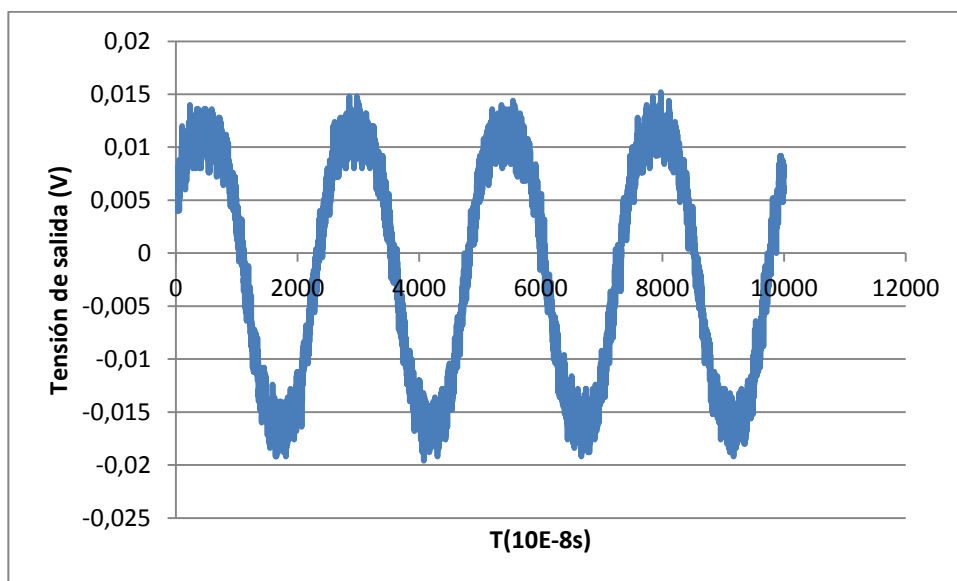
Para estas pruebas, se han empleado los valores probados en el apartado 2.3.2, esto es, el láser emitiendo a una potencia media de 2.5mW y una onda de salida del par diferencial de 100mVpp como la que se muestra en la Figura 38



*Figura 38. Onda moduladora del par diferencial.*

Por otro lado, el circuito emisor y el receptor han sido conectados mediante fibra óptica de plástico (POF) de 0.4 metros de largo.

Los resultados obtenidos a la entrada del circuito se muestran en la Figura 39:



*Figura 39. Forma de onda en el fotodiodo receptor.*

Como se puede observar, las pérdidas en la fibra son pequeñas, ya que llegan aproximadamente 40mVpp de los 100mVpp enviados. Esta diferencia se debe a que es un tramo de fibra corto y sin curvaturas que hagan que disminuya la potencia recibida.

A continuación, se analiza la etapa del amplificador de transimpedancia, que responde como se muestra en la Figura 40.

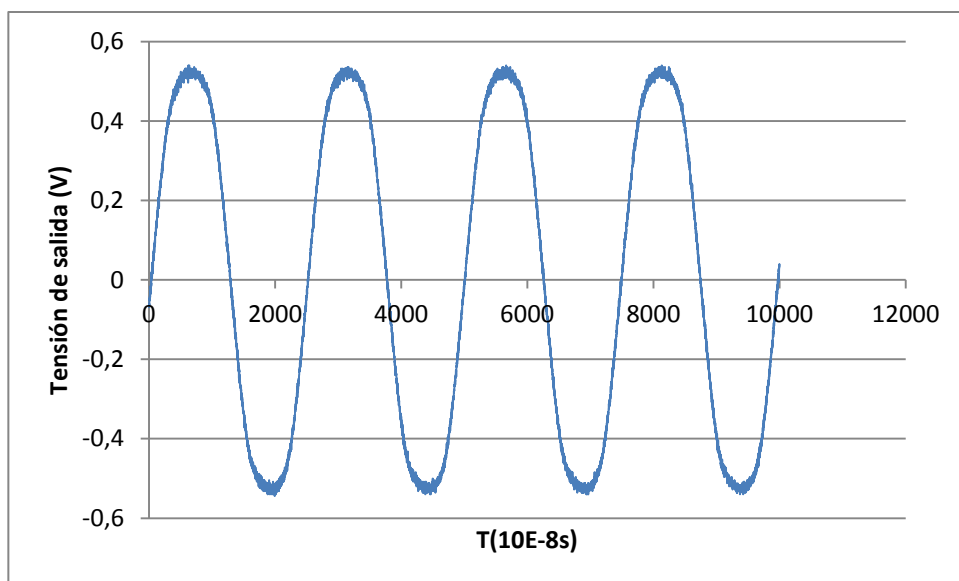


Figura 40. Forma de onda de salida del amplificador de transimpedancia.

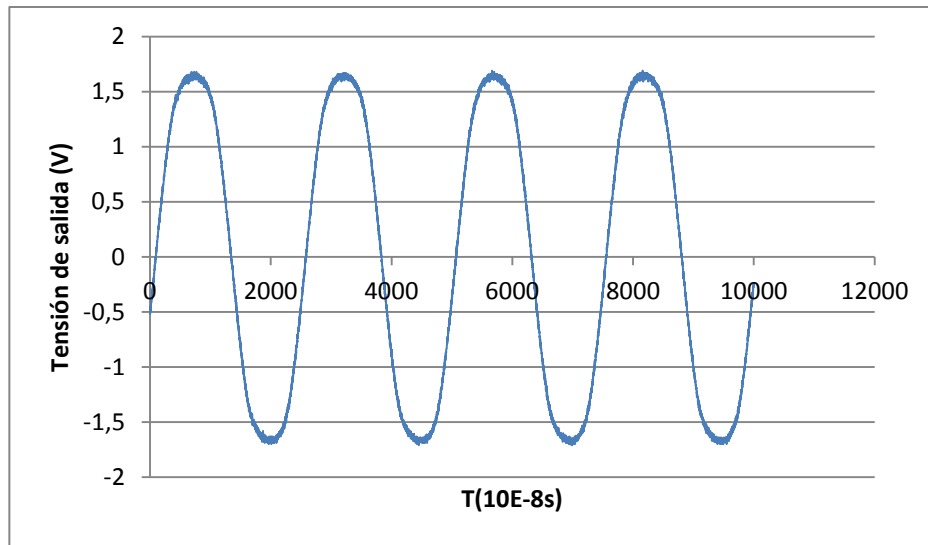
En este momento podemos obtener la potencia pico-pico que recibimos, ya que únicamente es necesario pasar el voltaje pico-pico a corriente (dividiendo entre la resistencia instalada en el amplificador) y con la sensibilidad del fotodiodo ( $0.6\text{A/W}$  a  $650\text{nm}$ ) obtendremos valores de potencia óptica pico-pico. La resistencia instalada es de  $250\text{k}\Omega$ , lo que supone que a la salida del fotodiodo hay  $4\mu\text{App}$ , es decir, una potencia óptica incidente de  $66.7\mu\text{Wpp}$ .

Se observa que la señal posee menor ruido que el que presenta a la entrada del circuito. Esto se debe al efecto de filtro paso bajo conseguido al emplear una resistencia elevada para aumentar la ganancia del amplificador. De esta forma, se han eliminado las componentes de ruido a altas frecuencias.

La ganancia obtenida es de aproximadamente unos  $20\text{dB}$ . Ésta se ha establecido en relación al capítulo 3, ya que hay que adecuar la onda de entrada al circuito a un nivel aceptable a la entrada del último filtro paso bajo, considerando que el *lock-in amplifier* debería tener una ganancia de aproximadamente  $2\text{V/V}$ .

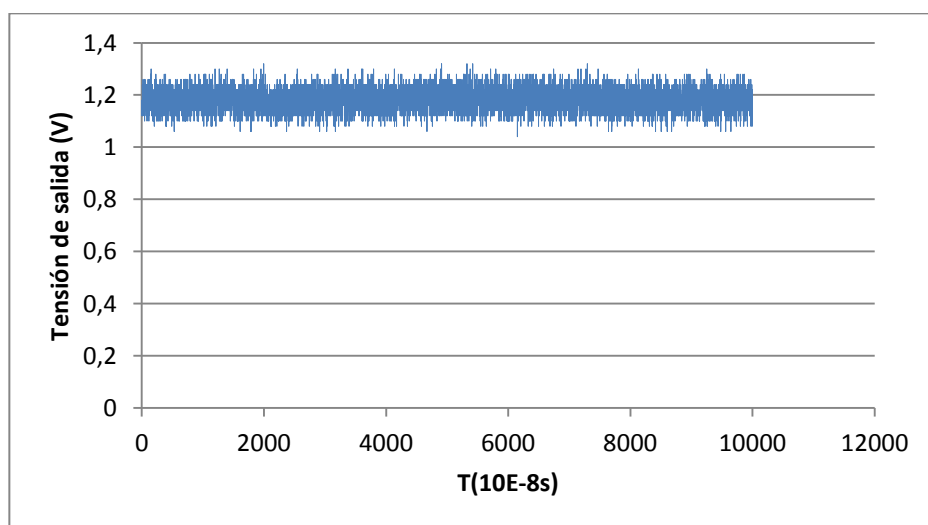
La Figura 41 muestra la salida del *lock-in amplifier* que es el siguiente punto de medida. La señal de salida se trata de una sinusoidal de la misma frecuencia que la de entrada (y que la de referencia) con el doble de amplitud aproximadamente. Tal y como se había estudiado previamente, la ganancia obtenida experimentalmente para esta etapa ha sido

aproximadamente de 2, que se corresponde con lo extraído de las hojas de catálogo del fabricante, como ya se explicó en el apartado 3.2.5



*Figura 41. Forma de onda de salida lock-in amplifier.*

Finalmente, en la Figura 41 se muestra la salida del circuito completo, una vez ha pasado por el filtro paso bajo. Se trata de un nivel de continua que se es proporcional a la potencia óptica incidente al receptor. Cuando se emplee un tramo de fibra como sensor de temperatura, esta afectará a la potencia óptica que llegue al receptor, y podrá ser medida. De la Figura 42 se puede extraer el error relativo que se cometerá en las medidas posteriores. Ya que como se observa en la misma, la variabilidad de la señal es de 0.1V, que referidos a los 1.2V que deberían salir, se traduce en un 8.33% de error.



*Figura 42. Forma de onda de salida del filtro paso bajo final.*

# **Capítulo 5**

## **Conclusiones y líneas futuras**

A continuación se exponen las conclusiones obtenidas a partir de los resultados arrojados en el capítulo anterior, y las mejoras que podrían mejorar este dispositivo transductor de temperatura.

## 5.1 Conclusiones

A partir del desarrollo realizado para la implementación del proyecto se pueden extraer diversas conclusiones. Algunas de ellas están directamente relacionadas con el funcionamiento de la electrónica diseñada, mientras que otra parte guardarán su relación con la aportación de la realización de este proyecto a su autor.

En primer lugar cabe destacar que la respuesta del sistema es acorde a lo que se estudió en un principio. Es decir, el circuito emisor es capaz de emitir potencia óptica a través de la fibra con y sin modulación, conmutando ésta cuando sea necesaria. Por otro lado el circuito receptor es capaz de recibir dicha potencia óptica y transformar sus variaciones en variaciones de voltaje a la salida del mismo, desechando las que no correspondan con la frecuencia fijada para la comunicación.

No obstante, éstos no son los únicos parámetros importantes, ya que el consumo de energía del sensor ha de ser lo suficientemente pequeño para que se pueda emplear en equipos autónomos como baterías. Este consumo se encuentra dentro de unos parámetros razonables para llevar a cabo esta acción variando entre 0.84 y 1,2 W de consumo eléctrica, dependiendo de la potencia media de emisión que se estime (rango expresado desde la potencia de emisión utilizada hasta la potencia máxima del láser utilizado).

Cabe destacar que se trata de un sistema compacto al que se ha llegado gracias al diseño realizado, así como la sencillez de manipulación que posee puesto que ha sido diseñado bajo esta premisa.



## 5.2 Líneas futuras

En primer lugar se explicarán las tendencias con respecto al diseño electrónico.

Con el fin de reducir aún más el espacio ocupado por la electrónica, se podría optar por montar componentes de montaje superficial (SMD) los cuáles no suponen un incremento exponencial en el precio final.

También podría estudiarse la integración de dos circuitos en un único circuito que posea entradas y salidas hacia el ordenador, de cara a una futura adquisición de datos. Analizar si es más adecuado desarrollar un software implementado en el ordenador o un microcontrolador que requeriría una programación previa.

En ese sentido, se propone diseñar un sistema de adquisición de datos, que podría estar formado en una primera etapa por una tarjeta de adquisición de datos y un programa en “Labview”.

Para que el sistema fuera autónomo, también se podría implementar la inclusión de una pantalla LCD, lo que requeriría programación de un microcontrolador.

Sería posible también sustituir el último filtro paso bajo debido a que tiene una respuesta temporal algo elevada (aunque no es un factor crítico). Una solución posible sería la sustitución por un detector de pico, ya que la señal de salida del demodulador se encuentra limpia de otras componentes en frecuencia.

# **Capítulo 6**

## **Presupuesto**

Coste de personal			
Descripción	Coste unitario	Cantidad	Importe total
Ing. Industrial	50 €/h	490 h	24.500,00 €
Personal de oficina técnica	40 €/h	15	650,00
Coste total del personal			25.150,00 €

Coste de material			
Descripción	Coste unitario	Cantidad	Importe total
2050 0002119	25,80€	1	25,87€
SMG6505	3,57 €	1	3,57 €
IC-WJ (evaluación y muestras)	50,00 €	1	50,00 €
LTC1563	4,83 €	3	14,49 €
AD630	20,80 €	1	20,80 €
TL081	0,63 €	1	0,63 €
LF356	0,83 €	1	0,83€
L200	2,67 €	1	2,67 €
LM317/LM337	2,18 €	3	6,54 €
Diodo	0,84 €	2	1,68 €
Resistencia	0,07 €	30	2,10 €
Potenciómetro	1,48 €	3	4,44 €
Condensador	0,08 €	15	1,2 €
Bloque terminal PCB	0,83 €	9	7,47 €
Coste total de componentes			142,29 €
Amortización de equipos			1.320,00 €
Coste total de material			1.462,29 €

Resumen del presupuesto	
Descripción	Importe total
Coste de personal	25.150,00 €
Coste de material	1.462,29 €
Impuestos (IVA 21%)	5.588,58 €
<b>Total presupuesto</b>	<b>32.200,87€</b>

“El presupuesto total de este proyecto asciende a la cantidad de TREINTA Y DOS MIL DOSCIENTOS EUROS CON OCHENTA Y SIETE CÉNTIMOS DE EURO”.

Leganés a de Octubre de 2012

El ingeniero proyectista

Fdo. Luis Manuel Alonso Bogas”

# **Pliego de Condiciones**

El presente proyecto “DESARROLLO DE UN SISTEMA PARA LA MEDIDA DE TEMPERATURA BASADO EN FIBRA ÓPTICA” se ha realizado en el Grupo de Displays y Aplicaciones Fotónicas del Departamento de Tecnología Electrónica de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid.

El objetivo principal del proyecto ha sido el desarrollo de la electrónica de acondicionamiento, placa emisora y receptora para la correcta medida con un sensor de temperatura basado en fibra óptica.

La directora del Proyecto ha sido la Dra. Carmen Vázquez García, Catedrática del Departamento de Tecnología Electrónica de la Universidad Carlos III de Madrid. El tutor del proyecto ha sido el Dr. Pedro Contreras Lallana, ayudante doctor del Departamento de Tecnología Electrónica de la Universidad Carlos III de Madrid.

Esta línea de investigación, así como el dispositivo realizado y toda la documentación desarrollada, están amparados en el siguiente Pliego de Condiciones:

1. La propiedad intelectual de los estudios realizados en el presente proyecto pertenece por entero a la Universidad Carlos III de Madrid (a partir de ahora, la Universidad)

2. La Universidad se reserva el derecho de la utilización total o parcial del presente Proyecto, bien para su publicación o para su uso en trabajos o proyectos posteriores.

3. En cualquier tipo de reproducción, ya sea para uso particular de la Universidad o para cualquier otra aplicación, se indicará la procedencia, mostrando de manera explícita el nombre del Proyecto, el del ingeniero Ponente, su director y el de la Universidad.

4. Si el proceso pasa la etapa de desarrollo, cualquier modificación que se realice en él, deberá ser notificada al Ingeniero Ponente del Proyecto, o al director y, según el criterio de éste, la Universidad decidirá o no la modificación propuesta.

5. En el caso de no aceptar dicha modificación, la Universidad declina toda responsabilidad derivada de la aplicación de la misma.

6. La Universidad tendrá prioridad respecto a otros solicitantes en la elaboración de Proyectos Auxiliares que fuesen necesarios para la posible aplicación industrial que pudiera derivarse del presente Proyecto, siempre y

cuando no renuncie de manera explícita a este derecho. En este caso, deberá autorizar expresamente los proyectos presentados por otros.

# Referencias

- [1] A. Tapeteado 2011. "Sensor de temperatura pirométrico basado en fibra óptica". Tesis fin de Master de Alberto Tapetado, Universidad Carlos III de Madrid, 2011
- [2] E. Udd, "An overview of fiber optic sensors," Review of Scientific Instruments, vol. 66, pp. 4015-4030, 1995.
- [3] Y. Shi-Kay and C. Asawa, "Fiber Optical Intensity Sensors," Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, vol. 1, pp. 562-575, 1983.
- [4] G.Murtaza,, and J. M., Senior, Referenced intensity-based optical fiber sensors. International Journal of Optoelectronics, 9: 339–348,1994.
- [5] A. Tapetado, C. Vázquez, and J. Zubia, " Temperature sensor based on Polymer Optical Fiber macro-bends," in POF 2011 Bilbao (Spain) Conference Proceedings, 2011, pp. 207-212.
- [6] D.S. Montero, C. Vázquez,, and J. M. Baptista, et al. Coarse WDM networking of selfreferenced fiber-optic intensity sensors with reconfigurable characteristics, Optics Express, 18: 4396-4410. 2010.



- [7] Garcinuño J., Vázquez C. 2002. “Sistema multisensor con fibra óptica para la medida remota de nivel”. Proyecto fin de carrera de Javier Garcinuño. Universidad Carlos III de Madrid, 2002.
- [8] <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/stmicroelectronics/1318.pdf>
- [9] <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/nationalsemiconductor/DS009063.PDF>
- [10] <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/philips/BUK555-100A.pdf>
- [11] [http://www.roithner-laser.com/datasheets/ld\\_div/s6505mg.pdf](http://www.roithner-laser.com/datasheets/ld_div/s6505mg.pdf)
- [12] [http://www.roithner-laser.com/datasheets/ld\\_div/s6510mg.pdf](http://www.roithner-laser.com/datasheets/ld_div/s6510mg.pdf)
- [13] <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/402662/ICHAUS/IC-VJ.html>
- [14] [http://www.ichaus.de/upload/pdf/Wj\\_c1ds.pdf](http://www.ichaus.de/upload/pdf/Wj_c1ds.pdf)
- [15] Handbook of Optical Fiber Sensors. Chapter 5: Intensity measurements: principles and techniques (Vázquez C). Editor: JL Santos© Taylor and Francis, 2012 (in press)
- [16] <https://www.national.com/ds/LF/LF155.pdf>
- [17] [http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD630.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD630.pdf)
- [18] <http://cds.linear.com/docs/Datasheet/156323fa.pdf>

## **Anexos**

